
Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação
Departamento de Sistemas de Controle e Energia
DSCE-FEEC-UNICAMP

**Controle escalar V/f do motor de indução
monitorando o fluxo de entreferro via terceira
harmônica de tensão**

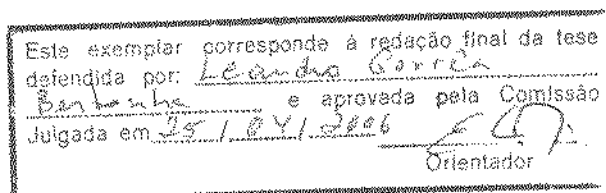
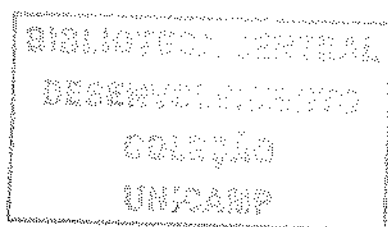
Autor: Leandro Corrêa Bertonha
Orientador: Prof. Dr. Edson Bim

*Dissertação submetida à Faculdade de Engenharia Elétrica e de
Computação da Universidade Estadual de Campinas, como parte dos
requisitos exigidos para obtenção do título de
Mestre em Engenharia Elétrica*

Comissão Julgadora:

Prof. Dr. Edson Bim - DSCE/FEEC/UNICAMP
Prof. Dr. José Roberto Boffino de Almeida Monteiro - SEL/EESC/USP
Prof. Dr. José Antenor Pomilio - DSCE/FEEC/UNICAMP
Prof. Dr. Luiz Carlos Pereira da Silva - DSCE/FEEC/UNICAMP

Campinas, 25 de abril de 2006



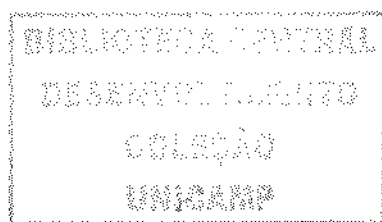
CONTROLE ESCALAR VIA TERCEIRA HARMÔNICA DE TENSÃO

Autor: Leandro Corrêa Bertonha

Orientador: Prof. Dr. Edson Bim

*Dissertação submetida à Faculdade de Engenharia Elétrica e de
Computação da Universidade Estadual de Campinas, como parte dos
requisitos exigidos para obtenção do título de
Mestre em Engenharia Elétrica*

Campinas, 25 de abril de 2006



UNIDADE	BC
Nº CHAMADA	
	HUNICAMP
	B461c
V	EX
TOMBO BC/	69274
PROC.	16-123.06
C	☐
D	☒
PREÇO	11.00
DATA	11-07/06

BIB ID - 382082

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA E ARQUITETURA - BAE - UNICAMP

B461c Bertonha, Leandro Corrêa
Controle escalar V/f do motor de indução monitorando o
fluxo de entreferro via terceira harmônica de tensão /
Leandro Corrêa Bertonha. --Campinas, SP: [s.n.], 2006.

Orientador: Edson Bim
Dissertação (Mestrado) - Universidade Estadual de
Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de
Computação.

I. Motores elétricos de indução. 2. Análise harmônica. 3.
Indução magnética. 4. Acionamento elétrico. I. Bim, Edson.
II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de
Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Título em Inglês: Scalar control monitoring the air gap flux using the third harmonic
voltage

Palavras-chave em Inglês: Induction machine, Third harmonic voltage, Flux estimation,
Scalar control

Área de concentração: Energia elétrica

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: José Roberto Boffino de Almeida Monteiro, José Antenor Pomilio e
Luiz Carlos Pereira da Silva

Data da defesa: 25/04/2006

“Se sonhar um pouco é perigoso, a solução não é sonhar menos-é sonhar mais.”

Marcel Proust

Aos meus pais, irmãos e à minha esposa Elaine

Resumo

Neste trabalho é apresentada a implementação de uma estratégia de controle escalar V/f que mantém o fluxo de entreferro constante em seu valor nominal, a partir do controle da relação entre a tensão de terceira harmônica do estator, presente devido à saturação magnética, e da frequência elétrica. No caso das bobinas de estator estarem conectadas em Y, a terceira harmônica de tensão é obtida a partir da soma das tensões de fase do estator. Na presente proposta não é necessário saber a magnitude do fluxo, mas apenas o valor da terceira harmônica de tensão quando o motor opera na sua condição nominal. O método proposto é simples de ser implementado, computacionalmente leve e insensível aos parâmetros do motor. Esta última característica é especialmente atrativa, pois boa parte dos acionamentos elétricos propostos na literatura com controle escalar tem seu desempenho insatisfatório devido à influência da variação da resistência de estator, principalmente quando o motor opera em baixas velocidades. Resultados experimentais mostram que a técnica implementada tem um excelente desempenho em regime permanente, ainda que com carga mecânica, e bom desempenho nos transitórios.

Palavras-chave: Motor de indução, terceira harmônica de tensão, controle escalar, estimação de fluxo.

Abstract

In this work it is presented the implementation of scalar control V/f technique. It keeps the air gap flux constant in its rated value by the control of the relation between third harmonic voltage, due to saturation, and electric frequency. When the coils are connected in Y, the third harmonic is obtained by the sum of stator phase voltage. We propose that it is not necessary to know the air gap flux magnitude, but only the third harmonic value when the induction motor operates in rated condition. The proposed method is easy to implement, has a light computational processing and it is not sensitive to motor parameters. This last characteristic is attractive, because many electric drivers have low performance due to the influence of stator resistance variation, mainly when the motor operates in reduced speed. Experimental results show the high performance of system in steady state, with applied load, and good performance in dynamic situation.

Keywords: Induction machine, third harmonic voltage, scalar control, flux estimation.

Agradecimentos

Ao meu orientador, Prof. Dr. Edson Bim, sou grato pela orientação, inspiração e pelo tempo dispensado;

A Elaine por seu amor e por estar sempre ao meu lado;

Aos meus pais e irmãos por me apoiarem, não somente durante esse trabalho, mas em toda a vida;

Aos meus tios Guilherme, Marlene, Cesar, Vânia e aos meus primos por estarem sempre ao meu lado;

Aos amigos Eudemário Souza de Santana, Hélio Henrique Segnini e Alfeu Joãozinho Sguarezzi Filho pela ajuda nos trabalhos e pelo companheirismo;

Aos amigos Eduardo Silva, Geraldo Teles, Carlos Eduardo Capovilla e André Távora de Albuquerque Silva por me prestar sua ajuda fundamental no experimento, entre outras;

Aos demais colegas de pós-graduação, pela amizade nesse período;

Ao CNPq, pelo suporte financeiro.

Sumário

Resumo	iii
Abstract	iv
Agradecimentos	v
Lista de Figuras	viii
Lista de Símbolos	xii
Capítulo 1 Introdução	1
1.1 Apresentação	1
1.2 Organização do texto	1
Capítulo 2 Controle escalar V/f via terceira harmônica de tensão	3
2.1 Introdução	3
2.2 Controle escalar V/f	4
2.3 Revisão bibliográfica	11
2.4 Método de estimação do fluxo via terceira harmônica de tensão	14
2.5 Controle escalar proposto	19
2.6 Restrições do controle proposto	21
Capítulo 3 Descrição funcional do sistema de controle digital implementado	23
3.1 Introdução	23
3.2 Sistema implementado	25
3.3 Estratégias e métodos utilizados	28
3.3.1 Medição de velocidade	28

3.3.2	Implementação da Modulação Senoidal (SPWM)	30
3.3.3	Cálculo do valor rms da terceira harmônica de tensão	36
3.4	Algoritmo de controle	37
Capítulo 4	Resultados experimentais	42
4.1	Procedimentos experimentais	42
4.2	Resultados	44
4.2.1	Máquina a vazio	44
4.2.1.1	Variações lentas de velocidade	44
4.2.1.2	Variações bruscas de velocidade	50
4.2.2	Transitórios de carga	53
Capítulo 5	Conclusões e sugestões para trabalhos futuros	60
5.1	Conclusões	60
5.2	Sugestões para trabalhos futuros	61
Apêndice A	Dados das máquinas utilizadas	62
Apêndice B	Circuitos de interfaceamento	63
B.1	Circuito de interface para o sinal PWM	63
B.2	Circuito de interface para o “encoder”	64
B.3	Circuito de interface para V_{S3} e corrente de fase do motor	65
Apêndice C	Programa utilizado na implementação	68
Referências bibliográficas		85

Lista de Figuras

2.1	Circuito equivalente por fase do motor de indução.	5
2.2	Sistema típico em malha aberta, com a relação V/f pré-determinada.	6
2.3	Compensação da queda de tensão na impedância de estator, em malha fechada, utilizando-se a magnitude da corrente de estator.	8
2.4	Compensação da queda de tensão na impedância de estator, em malha fechada, utilizando-se o componente ativo da corrente de estator.	8
2.5	Compensação da queda de tensão na impedância de estator, em malha fechada, utilizando-se o escorregamento.	9
2.6	Sistema de regulação do fluxo em malha fechada.	10
2.7	Sistema de regulação da tensão de entreferro em malha fechada.	10
2.8	Distorção do fluxo de entreferro causada pela saturação magnética ocorrendo (a) no núcleo da máquina, (b) nos dentes de estator/rotor.	15
2.9	Relação típica entre a componente fundamental e a terceira harmônica do fluxo de entreferro.	18
2.10	Comportamento linear da terceira harmônica de tensão com a frequência de acionamento f_1 , para o fluxo constante, em seu valor nominal (1 p.u.) e metade do seu valor nominal (0,5 p.u.).	19
2.11	Controle escalar V/f proposto	21
3.1	Diagrama típico de um sistema de controle digital de máquinas.	24
3.2	Diagrama esquemático do sistema implementado.	27
3.3	foto da bancada utilizada	27
3.4	Pulso SPWM das fases a, b e c.	34
3.5	Sinais modulantes para as três fases.	35
3.6	Pulsos SPWM da fase a e sua FFT.	35

3.7	Rotina de inicialização do DSP.	38
3.8	Diagrama de blocos da interrupção do conversor A/D.	40
4.1	Variação triangular da velocidade de referência de 117 a 771 rpm com a máquina operando a vazio e tempo de subida de 2,6 segundos. Comportamento da V_{S3} (azul), velocidade de referência (verde) e velocidade medida (roxo).	45
4.2	Variação triangular da velocidade de referência de 117 a 771 rpm com a máquina operando a vazio e tempo de subida de 5,2 segundos. Comportamento da V_{S3} (azul), velocidade de referência (verde) e velocidade medida (roxo).	45
4.3	Variação triangular da velocidade de referência de 117 a 771 rpm com a máquina acoplada ao gerador CC e tempo de subida de 2,6 segundos. Comportamento da V_{S3} (azul), velocidade de referência (verde) e velocidade medida (roxo).	47
4.4	Variação triangular da velocidade de referência de 117 a 771 rpm com a máquina acoplada ao gerador CC e tempo de subida de 5,2 segundos. Comportamento da V_{S3} (azul), velocidade de referência (verde) e velocidade medida (roxo).	47
4.5	Variação triangular da velocidade de referência de 117 a 771 rpm com a máquina acoplada ao gerador CC e tempo de subida de 7,98 segundos. Comportamento da V_{S3} (azul), velocidade de referência (verde) e velocidade medida (roxo).	48
4.6	Variação trapezoidal da velocidade de referência de 117 a 771 rpm com a máquina operando a vazio, tempo de subida de 2,6 segundos e, permanecendo 3 segundos nas velocidades de 117 e 771 rpm. Comportamento da V_{S3} (azul), velocidade de referência (verde) e velocidade medida (roxo).	49

4.7	Varição trapezoidal da velocidade de referência de 117 a 771 rpm com a máquina acoplada ao gerador CC, tempo de subida de 2,6 segundos e, permanecendo 3 segundos nas velocidades de 117 e 771 rpm. Comportamento da V_{S3} (azul), velocidade de referência (verde) e velocidade medida (roxo).	50
4.8	Varição brusca da velocidade de referência de 200 a 771 rpm com a máquina operando a vazio. Comportamento da V_{S3} (azul), velocidade de referência (verde) e velocidade medida (roxo).	51
4.9	Varição brusca da velocidade de referência de 386 a 771 rpm com a máquina operando a vazio. Comportamento de V_{S3} (azul), velocidade de referência (verde) e velocidade medida (roxo).	52
4.10	Varição brusca da velocidade de referência tipo degrau com velocidades de 117, 336, 553 e 771 rpm para a máquina operando a vazio. Comportamento de V_{S3} (azul), velocidade de referência (verde) e velocidade medida (roxo).	53
4.11	Transitório de carga para a máquina operando a 600 rpm, colocando-se a carga. Comportamento de I_{an} (azul), velocidade de referência (verde) e velocidade medida (roxo).	54
4.12	Transitório de carga para a máquina operando a 600 rpm, colocando-se a carga. Comportamento de V_{S3} (azul), velocidade de referência (verde) e velocidade medida (roxo).	55
4.13	Transitório de carga para a máquina operando a 600 rpm, retirando-se a carga. Comportamento de I_{an} (azul), velocidade de referência (verde) e velocidade medida (roxo).	55
4.14	Transitório de carga para a máquina operando a 600 rpm, retirando-se a carga. Comportamento de V_{S3} (azul), velocidade de referência (verde) e velocidade medida (roxo).	56
4.15	Transitório de carga para a máquina operando a 287 rpm, colocando-se e retirando-se a carga. Comportamento de I_{an} (azul), velocidade de referência (verde) e velocidade medida (roxo).	57

4.16	Transitório de carga para a máquina operando a 287 rpm, colocando-se a carga. Comportamento de V_{S3} (azul), velocidade de referência (verde) e velocidade medida (roxo).	57
4.17	Transitório de carga para a máquina operando a 287 rpm, retirando-se a carga. Comportamento de V_{S3} (azul), velocidade de referência (verde) e velocidade medida (roxo).	58
4.18	Transitório de carga para a máquina operando a 128 rpm, colocando-se a carga. Comportamento de I_m (azul), velocidade de referência (verde) e velocidade medida (roxo).	58
4.19	Transitório de carga para a máquina operando a 128 rpm, retirando-se a carga. Comportamento de I_m (azul), velocidade de referência (verde) e velocidade medida (roxo).	59
4.20	Transitório de carga para a máquina operando a 128 rpm, colocando-se a carga. Comportamento de V_{S3} (azul), velocidade de referência (verde) e velocidade medida (roxo).	59
B.1	Circuito de interface para o sinal PWM.	64
B.2	Circuito de interface para o sinal do "encoder".	65
B.3	Circuito de condicionamento da terceira harmônica de tensão do motor de indução.	66
B.4	Circuito de condicionamento da corrente de fase do motor de indução.	67

Lista de Símbolos

- E_1 - Tensão de entreferro
- f_1 - Frequência da tensão gerada
- k_w - Constante de enrolamento da máquina
- Φ_m - Fluxo de entreferro por polo
- N_1 - Número de enrolamentos por fase do estator
- L_m - Indutância de magnetização
- V_1 - Valor eficaz da tensão terminal de estator
- I_1 - Valor eficaz da corrente de estator
- R_1 - Resistência de estator
- X_{l1} - Reatância de dispersão do estator
- X_{l2} - Reatância de dispersão do rotor
- X_m - Reatância de magnetização
- ϕ_{ma1} , ϕ_{mb1} e ϕ_{mc1} - Valores instantâneos do fluxo de entreferro que concatenam respectivamente as fases a, b e c
- ϕ_{pm1} e ϕ_{pm3} - Valores de pico do componente fundamental e de terceira harmônica do fluxo de entreferro, respectivamente
- E_{ma1} , E_{mb1} e E_{mc1} - Tensões induzidas nas fases a, b e c, respectivamente
- v_{a1} , v_{b1} e v_{c1} - Valores das tensões terminais das fases a, b e c, respectivamente
- i_a , i_b e i_c - Correntes que circulam pelas fases a, b e c, respectivamente
- V_{S3} - Terceira harmônica de tensão
- ω_1 - Frequência angular elétrica da tensão de estator.
- ϕ_{m1} - Componente fundamental do fluxo de entreferro
- ϕ_{m3} - Componente de terceira harmônica do fluxo de entreferro
- ω_m - Velocidade medida

ω_m^* - Velocidade de referência desejada

T_S - Período de amostragem

$v(k)$ - Valor da velocidade no instante de tempo discreto k

x - Posição do rotor dada em radianos

$\Delta x(k)$ - Variação da posição do rotor

C - Constante responsável por escalar a velocidade de acordo com a unidade utilizada

f_c - frequência da onda portadora

U - Sinal senoidal

m - Índice de modulação

w - Porção angular percorrida em uma determinada amostra

i - Contador das amostras

λ - Variável que identifica o encontro da senóide com a dente de serra no PWM-senoidal.

a, b e αx - Índices que servem para determinar a posição de encontro da senóide com a dente de serra

γ_{fase} - Ângulo entre fases

mul - Múltiplo da frequência do sinal modulante

f - Frequência recebida da malha de controle de velocidade.

F - Função utilizada para calcular o sinal modulante

f_{S3} - frequência da terceira harmônica de tensão

V_{S3}^{rms} - Valor eficaz de V_{S3}

$V_{S3}(k)$ - Valor de V_{S3} , no instante de tempo discreto k

T - Período de V_{S3}

CAPÍTULO 1

Introdução

1.1 Apresentação

Até a década de 70, os motores de indução eram utilizados apenas para acionar cargas mecânicas de velocidade fixa e os motores de corrente contínua eram utilizados para acionar cargas de velocidade variável. Com o avanço dos microprocessadores e da eletrônica de potência, tornou-se possível manipular a tensão de alimentação do motor, em amplitude e frequência, de tal forma que os motores de indução tornaram-se o padrão na indústria, devido principalmente à sua robustez e ao seu baixo custo.

Quando se deseja rápidas respostas transitórias, utiliza-se o controle vetorial, seja com a teoria de orientação de fluxo (FOC-Field Oriented Control) ou com o controle direto de torque (DTC-Direct Torque Control). Quando não é necessário um ótimo desempenho transitório, mas é necessário ter um bom desempenho em regime permanente, pode-se utilizar o controle escalar. Independente da estratégia de controle utilizada, a manipulação da variável fluxo é fundamental.

Esse trabalho tem como objetivo o estudo e a implementação de uma nova proposta de controle escalar V/f , onde é feito o monitoramento do fluxo de entreferro via harmônicas de saturação magnética.

1.2 Organização do texto

No capítulo 2 são apresentados os fundamentos do controle escalar V/f e é feita uma revisão das diversas técnicas de controle escalar V/f , tradicionalmente usadas em acionamentos industriais, discutindo-se as suas limitações e vantagens. Com base no conceito de controle V/f com a estimação do fluxo de entreferro via harmônicas

de saturação magnética, foi introduzida uma nova estratégia de controle V/f com o objetivo da manutenção do fluxo de entreferro em seu valor nominal.

O capítulo 3 são documentadas as técnicas usadas na implementação do sistema de controle proposto, a qual foi realizada através do uso de um processador digital de sinais (DSP). As estratégias usadas no desenvolvimento do algoritmo de controle, dentre elas a estratégia de medição da velocidade, técnica de modulação e cálculo do valor eficaz da terceira harmônica de tensão, pertinentes na avaliação dos resultados obtidos, encontram-se detalhadas neste capítulo. Este capítulo contém ainda informações que têm o objetivo de facilitar o desenvolvimento de trabalhos futuros.

No capítulo 4 são apresentados os resultados experimentais. A escolha destes testes foi feita de forma a verificar o desempenho do sistema sob vários aspectos, tais como: variações da velocidade de referência e transitórios diante de perturbações de carga. No decorrer do capítulo os resultados obtidos nos testes são discutidos verificando os méritos do sistema e identificando, quando for o caso, agentes e razões causadores de distúrbios.

Por fim, o capítulo 5 apresenta as conclusões finais e sugestões para trabalhos futuros.

CAPÍTULO 2

Controle escalar V/f via terceira harmônica de tensão

2.1 Introdução

Com o grande desenvolvimento dos dispositivos a estado sólido, tornando-se possível a operação em altas frequências de chaveamento e com elevada potência, associado ao desenvolvimento de microprocessadores com maior poder de processamento, empregando-se algoritmos complexos no controle digital dos motores de indução, observou-se um grande impacto nos acionamentos elétricos.

Além do avanço na tecnologia do acionamento, ocorreram desenvolvimentos significativos na teoria da modelagem matemática dos motores na década de 70, como é o caso do controle vetorial por orientação de fluxo, no qual se exige o conhecimento do valor do fluxo como também a sua posição angular no entreferro, que permitem controlar o fluxo do motor de indução por meio da corrente estatórica de eixo direto, tal como se tem no caso das máquinas de corrente contínua.

Mas é ainda freqüente na indústria o emprego do controle escalar nas máquinas de indução, em particular o chamado controle V/f , pois a maioria destas aplicações não requererem alto desempenho e, portanto, podem ser executadas com estratégias de controle simples e de baixo custo, que consiste em controlar simultaneamente a tensão e a frequência de estator com o objetivo de se aproveitar a máxima capacidade de torque por unidade de corrente do motor; para isto, deve-se manter o fluxo de entreferro constante, a despeito da variação da carga. Como se conclui, o conhecimento do fluxo é fundamental para a implementação de controles escalares ou vetoriais.

2.2 Controle escalar V/f

No controle de velocidade dos motores de indução, a estratégia escalar mais adequada é aquela que mantém o fluxo de entreferro constante e igual ao seu valor nominal, pois a relação de torque por unidade de corrente é máxima, aproveitando a melhor capacidade da máquina. A relação entre o torque eletromagnético T_{em} desenvolvido pelo motor de indução e a densidade de fluxo eletromagnético B_m , é dada pela equação (Slemon, 1994)

$$T_{em} = 2\pi r^2 l K_r B_m \quad (2.1)$$

na qual:

- T_{em} é o torque desenvolvido pelo motor;
- B_m é o valor rms da densidade de fluxo de entreferro;
- K_r é o valor rms da densidade linear de corrente do rotor;
- r é o raio do rotor;
- l é o comprimento axial do rotor.

O controle do fluxo nas técnicas de controle escalar V/f , não é feito com o auxílio da estimação (por meio de equações do motor, que dependem da obtenção dos valores corretos dos parâmetros) ou medição do fluxo (utilizando-se bobinas exploratórias ou sensores de efeito Hall), encarecendo o sistema e diminuindo a robustez do acionamento elétrico.

Nos motores de indução, o fluxo de entreferro é proporcional à relação da tensão de entreferro pela frequência da tensão gerada, dada pela equação (Sen, 1997)

$$\frac{E_m}{f_1} = 4,44 N_1 k_w \Phi_m \quad (2.2)$$

na qual:

- E_m é o valor rms da tensão de entreferro;
- f_1 é a frequência da tensão gerada;
- k_w é a constante de enrolamento da máquina;
- Φ_m é o fluxo de entreferro por pólo;

- N_1 é o número total de espiras, em série, por fase, do estator.

A tensão E_m corresponde à tensão induzida pelo fluxo de entreferro, na reatância de magnetização X_m , como apresentado no circuito equivalente do motor de indução dado na Figura 2.1. Porém, observa-se que a tensão E_m difere da tensão terminal de estator V_1 , pela queda na impedância de estator. Assim, para que se tenha E_m constante e, conseqüentemente, ϕ_m constante, há a necessidade de se compensar esta queda, em uma determinada frequência, para manter o fluxo de entreferro no valor desejado.

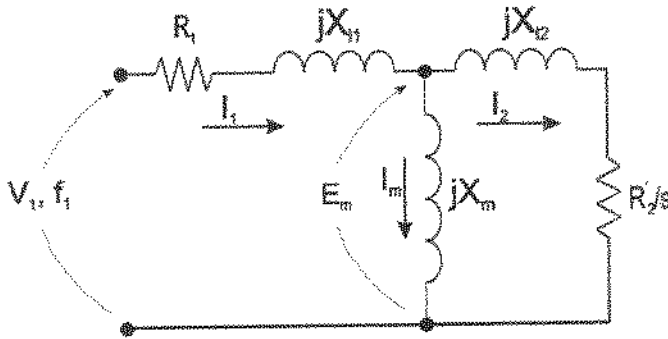


Figura 2.1: Circuito equivalente por fase do motor de indução.

Para a operação com fluxo de entreferro constante, as grandezas tensão V_1 e frequência f_1 são ajustadas para cada condição particular de operação, ou seja, realiza-se a compensação da queda de tensão na impedância de estator, para cada frequência f_1 , com o propósito de manter o fluxo de estator ou de entreferro constante.

Supondo que seja mantida a relação V_1/f_1 constante, para um dado ponto de operação, à medida que se aumenta a amplitude da corrente de estator I_1 , eleva-se a queda de tensão resultante na resistência de estator R_1 e na reatância de dispersão de estator X_{l1} , como pode ser observado na Figura 2.1. Com isso, a tensão E_m diminui, resultando na diminuição da amplitude da corrente de magnetização I_m e, conseqüentemente, levando-se à diminuição do fluxo de entreferro. Desta forma, a tensão V_1 deve ser ajustada devido à variação de I_1 . Assumindo-se agora o controle

da velocidade, variando a frequência elétrica f_1 , tem-se que ajustar a tensão V_1 em função desta frequência para a manutenção do fluxo de entreferro constante, segundo a equação 2.2.

Isso mostra que, para a manutenção do fluxo de entreferro em um dado valor, deve-se prover uma precisa dependência de V_1 com a frequência angular elétrica ω_1 e a magnitude da corrente de estator, isto é, deve-se conhecer $V_1 = f(\omega_1, I_1)$.

O ajuste de V_1 e ω_1 , para cada particular ponto de operação, deve ser realizado tendo em mente que a frequência ω_1 está fortemente relacionada com a velocidade desejada do eixo do motor; então, a única variável a ser controlada na regulação do fluxo de entreferro é a tensão terminal de estator V_1 .

Muitos métodos têm sido propostos para conferir à V_1 uma lei de variação em função da frequência e da carga, tal que a máquina opere com fluxo de entreferro constante. Com base na relação $V_1 = f(\omega_1, I_1)$, pode-se ter os seguintes sistemas básicos (Abbondanti, 1977):

- Sistema em malha aberta

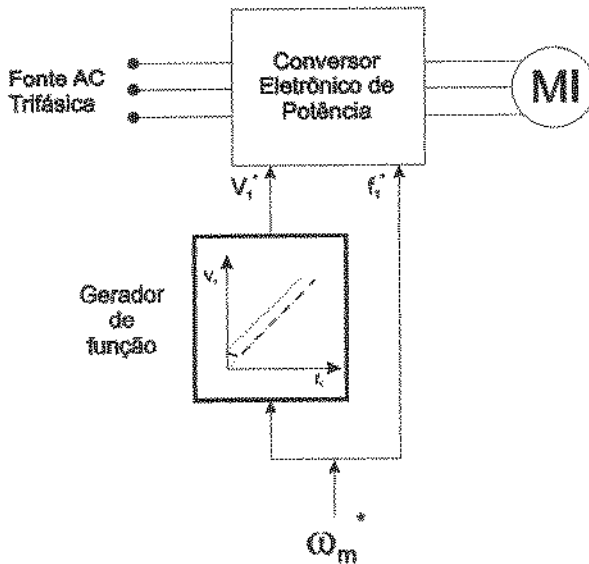


Figura 2.2: Sistema típico em malha aberta, com a relação V/f pré-determinada.

Na Figura 2.2 tem-se um sistema em malha aberta, no qual ajusta-se a tensão e a frequência a partir da característica $V_1 = f(f_1)$ pré-determinada, não levando em consideração a sua dependência com a carga. Se as quedas de tensão na resistência e na reatância de dispersão de estator são ignoradas, a relação V/f torna-se linear. A curva verde mostra um sistema de acionamento para a relação V/f linear. Esta técnica leva à subexcitação e, portanto, à perda da capacidade de torque na região de baixas frequências, pois, apesar da reatância de dispersão ser proporcional a frequência, a queda de tensão na resistência de estator passa a ser significativa. Uma alternativa para corrigir esta deficiência da curva linear em baixas frequências é utilizar, por exemplo, um valor constante à relação linear, calculado em função da carga (curva azul), ou ainda uma curva tipo “booster” de tensão (curva tracejada). Estas duas técnicas permitem que o motor desenvolva altos valores de torques em baixas velocidades; contudo, quando opera com carga leve, o valor de tensão pré-determinado o leva à sobre-excitação, particularmente, em baixas velocidades. Com a sobre-excitação, a máquina pode passar a ter problemas de sobre-aquecimento e aumento do ruído acústico.

- Sistemas em malha fechada

Considerando-se agora a dependência do fluxo com a carga, temos sistemas em malha fechada nos quais é ajustada a tensão de estator, levando-se em consideração que o fluxo de entreferro decresce com a carga devido a queda na impedância de estator e, para isso, deve-se ter uma variação maior na amplitude da tensão. Este ajuste pode ser calculado em função da amplitude da corrente de estator I_1 , de seu componente ativo $I_1 \cos \alpha$ ou do escorregamento, como ilustrados nas Figuras 2.3, 2.4 e 2.5, respectivamente.

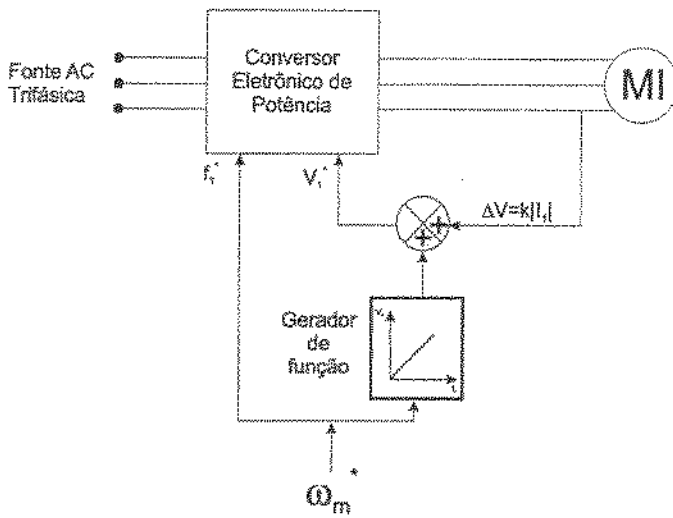


Figura 2.3: Compensação da queda de tensão na impedância de estator, em malha fechada, utilizando-se a magnitude da corrente de estator.

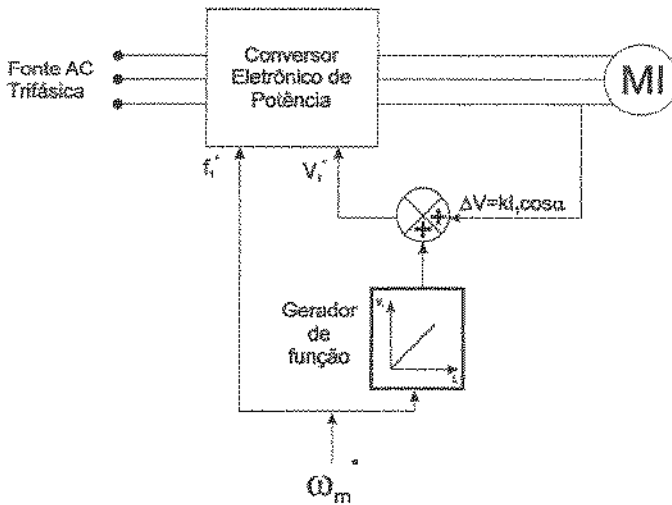


Figura 2.4: Compensação da queda de tensão na impedância de estator, em malha fechada, utilizando-se o componente ativo da corrente de estator.

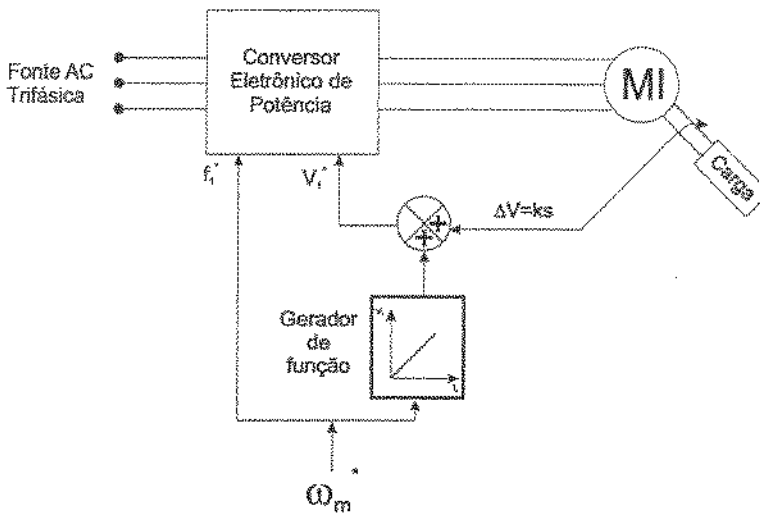


Figura 2.5: Compensação da queda de tensão na impedância de estator, em malha fechada, utilizando-se o escorregamento.

Essas três técnicas permitem que se consiga uma compensação da queda na impedância de estator, a partir da variação da carga, utilizando-se uma constante k , responsável por escalar o acréscimo de tensão, de acordo com a variável de compensação. Porém, apesar da queda na reatância de dispersão de estator poder ser compensada, devido a esta ser proporcional a frequência, a queda na resistência de estator não é devidamente compensada devido a sua dependência com a temperatura e a frequência. Assim, como a constante k que multiplica cada termo é proporcional a impedância de estator, em alguns casos, não será possível a operação com o fluxo constante.

Existem ainda técnicas de controle escalar em malha fechada em que não é compensada a queda na impedância de estator como as técnicas descritas acima e, sim, medido diretamente o fluxo de entreferro, utilizando-se sensores hall ou medindo-se a tensão de entreferro por meio de pequenos enrolamentos secundários de estator, como apresentado nas figuras 2.6 e 2.7, respectivamente.

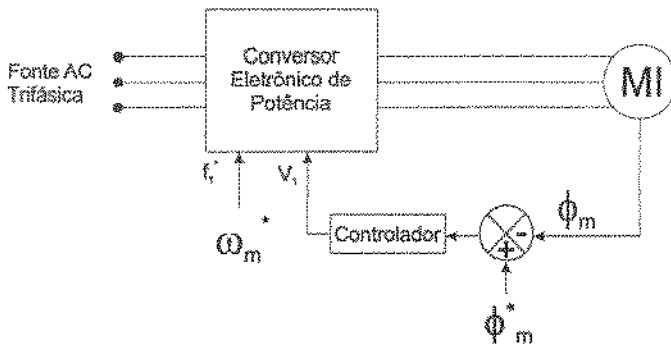


Figura 2.6: Sistema de regulação do fluxo em malha fechada.

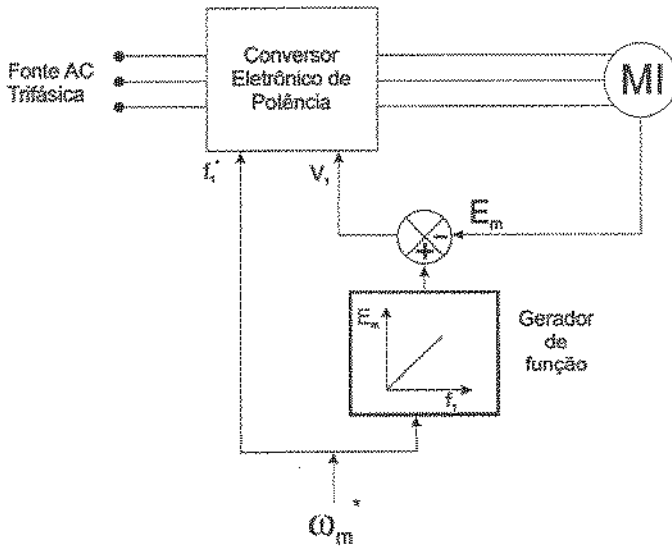


Figura 2.7: Sistema de regulação da tensão de entreferro em malha fechada.

Nestas técnicas, o fluxo ϕ_m ou a quantidade relacionada a ele E_m , são medidas e comparadas a uma referência e, a tensão V_1 é ajustada para anular o erro. Desde que essas aproximações regulam o fluxo em um determinado nível, em qualquer condição de operação, a relação $V_1 = f(\omega_1, I_1)$, não é mais uma aproximação e sim a condição ideal de fluxo de entreferro constante.

Embora estas duas técnicas representem a operação ideal, para a sua utilização, a máquina deve ser especialmente construída para a alocação tanto dos sensores Hall, quanto para a colocação dos enrolamentos secundários de estator, o que impossibilita a sua utilização em máquinas tradicionais.

2.3 Revisão bibliográfica

Ajustando-se a frequência e a tensão, para cada ponto de operação, o motor pode operar com a mínima perda para qualquer torque e velocidade. Assim, Tsivitse (1971) desenvolveu equações e curvas para encontrar a tensão e a frequência, garantindo a máxima eficiência da máquina. O principal objetivo foi achar as coordenadas dos pontos ótimos para uma larga faixa de variação de velocidade e torque. Os resultados foram comparados com métodos já existentes, tendo sido verificado um desempenho superior. Porém, nas equações utilizadas, foi desconsiderada a reatância de dispersão do rotor, além de todas serem dependentes dos parâmetros da máquina, tornando o cálculo das perdas impreciso.

Abbondanti (1977) descreveu as principais técnicas de controle escalar V/f já existentes, para a manutenção do fluxo de entreferro constante. Além das técnicas de controle escalar V/f em malha aberta e fechada descritas na seção 2.2, são descritas também técnicas de regulação do fluxo, em malha fechada que utiliza bobinas exploratórias internas à máquina ou enrolamentos secundários de estator para a medição direta do fluxo, discutindo suas limitações. Por fim, foi proposto um método em que não faz uso dos parâmetros resistivos. É estimado o fluxo baseado na potência reativa, porém, esta depende das indutâncias de dispersão de estator e rotor e da indutância de magnetização; estes são mais difíceis de medir que R_1 e variam devido a saturação.

Com o intuito de estender a aplicabilidade do controle escalar V/f , foram apresentados diversos métodos para melhorar, principalmente, a resposta em regime, em uma larga faixa de velocidades. Koga et al. (1992) propôs um método de controle escalar, reduzindo o erro em regime, causado pela variação da carga, para zero. Para isso, é controlada a frequência da tensão terminal sem a utilização de sensores de velocidade,

baseado em uma aproximação linear da curva estática de torque. Também foram apresentados estudos sobre a estabilidade do sistema proposto de compensação e os resultados obtidos mostram a diminuição drástica do erro de velocidade em regime, além de apresentar uma resposta dinâmica superior a dos métodos tradicionais de controle escalar. Porém, foi desenvolvida uma equação em que o escorregamento é proporcional ao torque do eixo, desconsiderando a impedância de estator, tornando o método impreciso, principalmente, em baixas velocidades.

Para a operação do controle escalar em baixas velocidades, com a compensação da tensão terminal, Echavarría et al. (1995) propôs um método de controle escalar V/f com regulação de escorregamento. Obteve as equações a partir do circuito equivalente por fase, nas quais a tensão terminal é função da frequência, escorregamento e fluxo. Assim, foi possível calcular a tensão, de acordo com a frequência de operação, para o desenvolvimento do máximo torque em toda a faixa de frequência. Porém, para a solução da equação, foi necessário conhecer o valor dos parâmetros da máquina e estes são dependentes da temperatura, frequência e níveis de saturação, tornando-se o método impreciso.

Francis e Parra (1997) apresentaram dois métodos de compensação da queda na resistência de estator para a manutenção do fluxo de entreferro constante, em regime e durante o transitório. Para o esquema proposto é necessário a medição da resistência e da corrente de estator de duas das fases. Foi mostrado por meio de simulações que a estabilidade das duas metodologias de controle pode ser melhorada através de uma variável relacionada à resistência de estator. Resultados experimentais foram realizados com o objetivo de obter ganhos máximos, que garantem a estabilidade sobre as mais duras condições de operação. Comparando-se os métodos propostos com o controle escalar V/f constante com uma elevação de tensão fixa, mostrou-se que os métodos são superiores, inclusive para operações em baixas frequências.

Munhoz-García et al. (1998) apresentou uma nova metodologia de controle V/f em malha aberta para motores de indução, havendo a necessidade de medir somente a resistência e a corrente de estator. Foi feita a compensação da queda da tensão na resistência de estator e a compensação da frequência de escorregamento. Para a queda da tensão na resistência de estator foi introduzida uma compensação vetorial,

levando-se em conta o fator de potência da corrente de entrada e , desta forma, pôde-se obter uma compensação da tensão mais precisa, mantendo-se a relação ϕ_m/f constante. No caso da compensação da frequência de escorregamento, baseou-se na estimação da potência de entreferro e uma relação não linear entre esta e a frequência de escorregamento, realizando-se a predição da frequência de escorregamento. Foi verificado, através de simulações e testes experimentais, altos torques em baixas velocidades e erro de velocidade em regime praticamente nulo. Seguindo a mesma estratégia de controle V/f , de Araújo Silva (2000) realizou testes experimentais que evidenciaram mais ainda as qualidades do método. Apesar da obtenção de resultados satisfatórios, o método exige o cálculo da potência do entreferro e das perdas do núcleo, grandezas dependentes de parâmetros; além disso requer a compensação da queda de tensão na resistência de estator. Assim, o método tem as desvantagens de ser sensível a mudanças de parâmetros.

Uma alternativa mais simples e robusta à variação de parâmetros é utilizar a estratégia de estimação do fluxo de entreferro com base na saturação magnética, como descrito na sequência.

A técnica de estimação da magnitude e da posição do fluxo de entreferro para motor com conexões de estator em Y foi desenvolvida por Moreira (1990). Neste trabalho o autor apresentou uma técnica que, a partir de um teste a vazio, permite obter uma relação não linear entre o componente fundamental e de terceira harmônica do fluxo. Para isto, deve-se medir a tensão de fase e a soma das tensões de fase; esta resulta na terceira harmônica de tensão. A integral da componente fundamental e da terceira harmônica permite obter a relação não linear $|\phi_{m1}| = f(|\phi_{m3}|)$.

Para conexões estatóricas em Δ não se aplica a estimação de ϕ_m via terceira harmônica de tensão, pois há corrente de terceira harmônica circulando nos enrolamentos das bobinas de estator. Covic e Boys (1988) propuseram um método baseado numa relação não linear entre a corrente de terceira harmônica e o componente fundamental do fluxo de entreferro. Entretanto, o método apresenta bons resultados quando o motor de indução opera com frequência elétrica próxima à nominal, mas tem seu desempenho insatisfatório em baixas frequências. Para isto foi desenvolvido pelos autores (Covic e Boys, 1992) um método para compensar a queda de tensão

sobre a resistência do estator, tornando a proposta válida para qualquer frequência de operação.

de Santana (2002) fez a comparação entre os métodos de estimação do fluxo de entreferro, para os enrolamentos de estator conectados em Y e em Δ . Dos estudos desenvolvidos foram propostas duas estratégias de controle escalar para manutenção do fluxo de entreferro constante, para os enrolamentos de estator conectados em Y e Δ . No trabalho é mostrado que a estratégia escalar para conexões em Δ depende da obtenção do valor da resistência do estator, que varia com a temperatura e com a frequência elétrica. Para as conexões em Y o método é insensível aos parâmetros do motor de indução, o que o torna atrativo.

2.4 Método de estimação do fluxo via terceira harmônica de tensão

(Moreira, 1990)

Com o objetivo de se obter uma melhor utilização do material que compõe as máquinas de indução, todas são projetadas para operar em um certo grau de saturação (Covic e Boys, 1992). Assim, mesmo alimentando um motor de indução com uma onda senoidal, a forma de onda de fluxo produzida no entreferro da máquina não é perfeitamente senoidal, devido à distorção causada pela saturação magnética dos dentes e núcleo de estator e rotor.

Para uma máquina operando com os núcleos de estator/rotor saturados, a distribuição espacial do fluxo de entreferro fica pontiaguda nos seus valores de pico (Chalmers e Doggson, 1971), conforme mostrado na Figura 2.8(a). Considerando-se que a saturação ocorra apenas nos dentes da máquina, pois os núcleos do estator/rotor têm área muito maior que os dentes, então, a forma de onda do fluxo de entreferro fica achatada conforme apresentado na figura 2.8(b). A análise de Fourier desta forma de onda leva a uma soma de componentes harmônicas ímpares, sendo a primeira e a terceira as mais significativas. É possível aproximar, sem erro apreciável, o achatamento como sendo o resultado da superposição do componente de terceira harmônica com o componente fundamental (Moreira, 1990), conforme mostrado na Figura 2.8(b), ou expressando os fluxos de magnetização das fases, segundo as equações 2.3, 2.4 e 2.5:

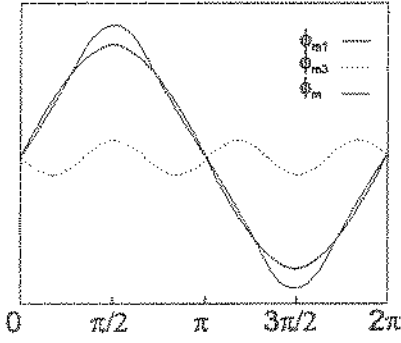
$$\phi_{ma1} = \phi_{Pm1} \cos \omega_1 t + \phi_{Pm3} \cos 3\omega_1 t, \quad (2.3)$$

$$\phi_{mb1} = \phi_{Pm1} \cos(\omega_1 t - 120^\circ) + \phi_{Pm3} \cos 3\omega_1 t, \quad (2.4)$$

$$\phi_{mc1} = \phi_{Pm1} \cos(\omega_1 t - 240^\circ) + \phi_{Pm3} \cos 3\omega_1 t. \quad (2.5)$$

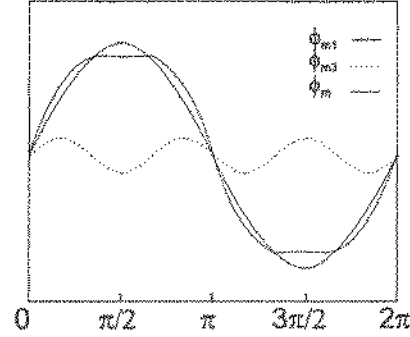
nas quais:

- ϕ_{ma1} , ϕ_{mb1} e ϕ_{mc1} são os valores instantâneos do fluxo de entreferro que concatenam as fases a, b e c, respectivamente;
- ϕ_{Pm1} e ϕ_{Pm3} são os valores de pico do componente fundamental e de terceira harmônica do fluxo de entreferro, respectivamente.



θ

(a)



θ

(b)

Figura 2.8: Distorção do fluxo de entreferro causada pela saturação magnética ocorrendo (a) no núcleo da máquina, (b) nos dentes de estator/rotor.

A fundamental e a terceira harmônica espacial do fluxo de entreferro induzem nos enrolamentos de estator as correspondentes tensões elétricas, segundo as equações

$$E_{ma1} = \frac{d\phi_{ma1}}{dt} = -\omega_1 \phi_{Pm1} \sin \omega_1 t - 3\omega_1 \phi_{Pm3} \sin 3\omega_1 t, \quad (2.6)$$

$$E_{mb1} = \frac{d\phi_{mb1}}{dt} = -\omega_1 \phi_{Pm1} \sin(\omega_1 t - 120^\circ) - 3\omega_1 \phi_{Pm3} \sin 3\omega_1 t, \quad (2.7)$$

$$E_{mc1} = \frac{d\phi_{mc1}}{dt} = -\omega_1 \phi_{Pm1} \sin(\omega_1 t - 240^\circ) - 3\omega_1 \phi_{Pm3} \sin 3\omega_1 t. \quad (2.8)$$

nas quais:

- E_{ma1} , E_{mb1} e E_{mc1} são as tensões induzidas nas fases a, b e c, respectivamente.

A partir do circuito equivalente da Figura 2.1, temos que as tensões terminais do motor são obtidas, somando-se as quedas de tensão na impedância de estator com a tensão de entreferro induzida, segundo as equações:

$$v_{a1} = R_1 i_a + L_{l1} \frac{di_a}{dt} + \frac{d\phi_{ma1}}{dt}, \quad (2.9)$$

$$v_{b1} = R_1 i_b + L_{l1} \frac{di_b}{dt} + \frac{d\phi_{mb1}}{dt}, \quad (2.10)$$

$$v_{c1} = R_1 i_c + L_{l1} \frac{di_c}{dt} + \frac{d\phi_{mc1}}{dt}. \quad (2.11)$$

nas quais:

- v_{a1} , v_{b1} e v_{c1} são os valores das tensões terminais das fases a, b e c, respectivamente;
- i_a , i_b e i_c são as correntes que circulam pelas fases a, b e c, respectivamente;
- R_1 é a resistência de estator;
- L_{l1} é a indutância de dispersão de estator.

Realizando-se a soma das tensões terminais de fase, temos que:

$$v_{soma} = R_1 (i_a + i_b + i_c) + L_{l1} \left(\frac{d(i_a + i_b + i_c)}{dt} \right) + \left(\frac{d\phi_{ma1}}{dt} + \frac{d\phi_{mb1}}{dt} + \frac{d\phi_{mc1}}{dt} \right) \quad (2.12)$$

Como a máquina está com os enrolamentos conectados em Y, a três fios, não há circulação de correntes de sequência zero. Além disso, a soma das correntes de fase, desde que estas estejam equilibradas, é nula e, desta forma, a soma das tensões de fase corresponde a soma das tensões de entreferro induzidas, dada pela equação:

$$v_{soma} = \left(\frac{d\phi_{ma1}}{dt} + \frac{d\phi_{mb1}}{dt} + \frac{d\phi_{mc1}}{dt} \right) = E_{ma1} + E_{mb1} + E_{mc1} \quad (2.13)$$

Nas equações das tensões de entreferro induzidas (2.6, 2.7 e 2.8), nota-se que os componentes fundamentais estão defasados entre si de 120° , resultando numa soma nula. Assim, como resultado da equação 2.13, temos a soma dos componentes de terceira harmônica de tensão de entreferro induzidas, dada por:

$$v_{soma} = V_{S3} = -9\omega_1\phi_{Pm3}\sin 3\omega_1 t \quad (2.14)$$

na qual:

- V_{S3} é a terceira harmônica de tensão induzida nos enrolamentos de estator pela terceira harmônica de fluxo de entreferro, devido a distorção causada pela saturação magnética dos dentes do estator/rotor;
- ω_1 é a frequência angular elétrica fundamental da tensão aplicada ao estator.

A partir da equação 2.14, conclui-se que, para se obter um dado valor de pico do componente de terceira harmônica do fluxo de entreferro, é necessário manter uma dada relação entre V_{S3} e ω_1 .

Como o componente fundamental de fluxo e o componente de terceira harmônica são dados pelas equações:

$$\phi_{m1} = \int E_{m1} dt, \quad (2.15)$$

$$\phi_{m3} = \int V_{S3} dt. \quad (2.16)$$

nas quais:

- ϕ_{m1} é o componente fundamental do fluxo de entreferro
- ϕ_{m3} é o componente de terceira harmônica do fluxo de entreferro

E estes se relacionam de maneira não linear (Moreira, 1990), segundo a figura:

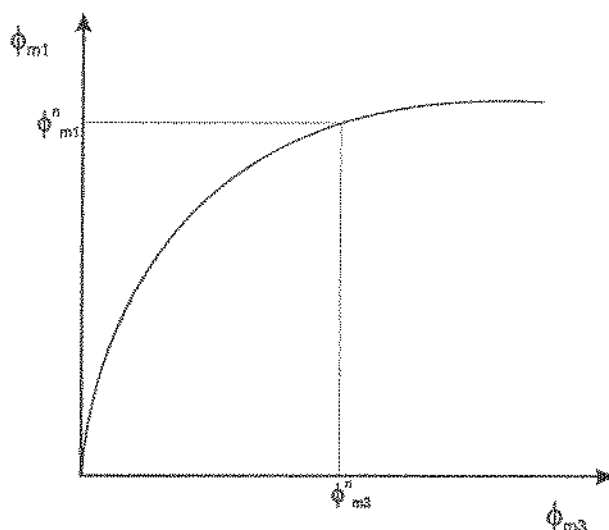


Figura 2.9: Relação típica entre a componente fundamental e a terceira harmônica do fluxo de entreferro.

Mantendo-se uma relação entre V_{S3}/ω_1 constante, ϕ_{m3} é mantido constante e, a partir da figura 2.9, ϕ_{m1} também será mantido constante.

Para a operação com fluxo de entreferro no seu valor nominal, Os valores dos componentes de terceira harmônica e fundamental de fluxo de entreferro para esta condição são obtidos do teste a vazio, aplicando-se a tensão e frequências nominais, pois, neste caso, pode-se desconsiderar a queda na impedância de estator.

Conforme pode ser observado na equação 2.14, a obtenção de V_{S3} , via soma das tensões de fase do motor conectado em Y, independe dos parâmetros da máquina e, desta forma, este método é mais robusto que as técnicas tradicionais. Como, neste caso, não há corrente de terceira harmônica, a tensão de terceira harmônica entre as fases e o ponto de neutro do estator é induzida, exclusivamente, pela terceira harmônica de fluxo.

2.5 Controle escalar proposto

Pelo fato da obtenção de V_{S3} ser simples, de Santana (2002) propôs empregar este método no controle escalar V/f . Para a manutenção do fluxo de entreferro constante, para qualquer frequência f_1 , deve-se manter a relação:

$$\frac{V_{S3}}{f_1} = \frac{V_{S3}^n}{f_1^n} \quad (2.17)$$

na qual, as grandezas com índice n representam os valores para operação nominal de V_{S3} e f_1 .

A verificação experimental da linearidade entre V_{S3} e a frequência f_1 , para duas condições de funcionamento da máquina, com ϕ_m^n e $50\%\phi_m^n$ foi feita por de Santana (2002). Um gráfico ilustrativo, sob as condições descritas anteriormente, é apresentado na Figura 2.10.

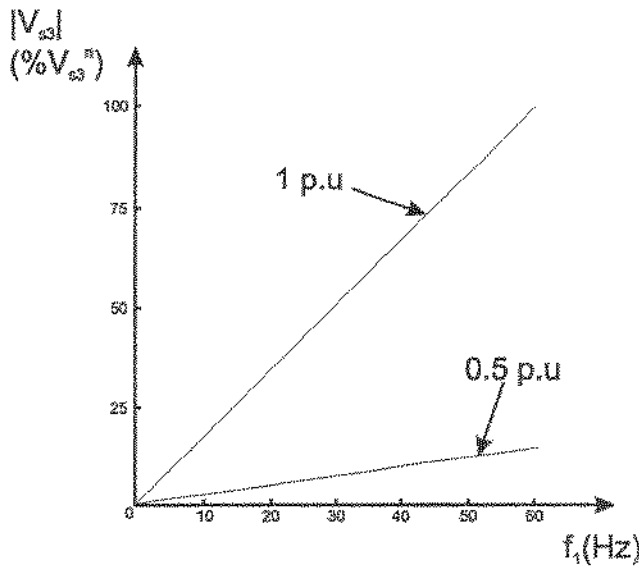


Figura 2.10: Comportamento linear da terceira harmônica de tensão com a frequência de acionamento f_1 , para o fluxo constante, em seu valor nominal (1 p.u.) e metade do seu valor nominal (0,5 p.u.).

Nota-se a partir da figura 2.10 que como V_{S3} é independente dos parâmetros da máquina, esta mantém uma linearidade com f_1 e parte da origem. Assim, obtendo-se qualquer outro ponto desta reta, para um dado valor de fluxo, esta é traçada e é utilizada para o controle escalar proposto.

No diagrama da Figura 2.11, está ilustrado o sistema de controle V/f proposto com o objetivo de operar com fluxo de entreferro em seu valor nominal. O sistema de controle é composto por duas malhas, uma malha de fluxo e outra para a velocidade, que serão descritas a seguir:

- 1- Na malha de fluxo é feita a comparação entre o valor da terceira harmônica de tensão medido (V_{S3}) com o valor desejado (V_{S3}^*), gerando-se um sinal de erro (ΔV_{S3}), que alimenta um controlador PI. A saída do controlador corresponde ao sinal de tensão V_1 que mantém o fluxo de entreferro no valor desejado.
- 2- Para a malha de velocidade é feita a comparação entre o valor da velocidade medida (ω_m) com a velocidade de referência desejada (ω_m^*), gerando um sinal de erro ($\Delta \omega_m$) que alimenta um controlador PI. A saída do controlador corresponde ao sinal de frequência f_1 que mantém a velocidade no valor desejado.

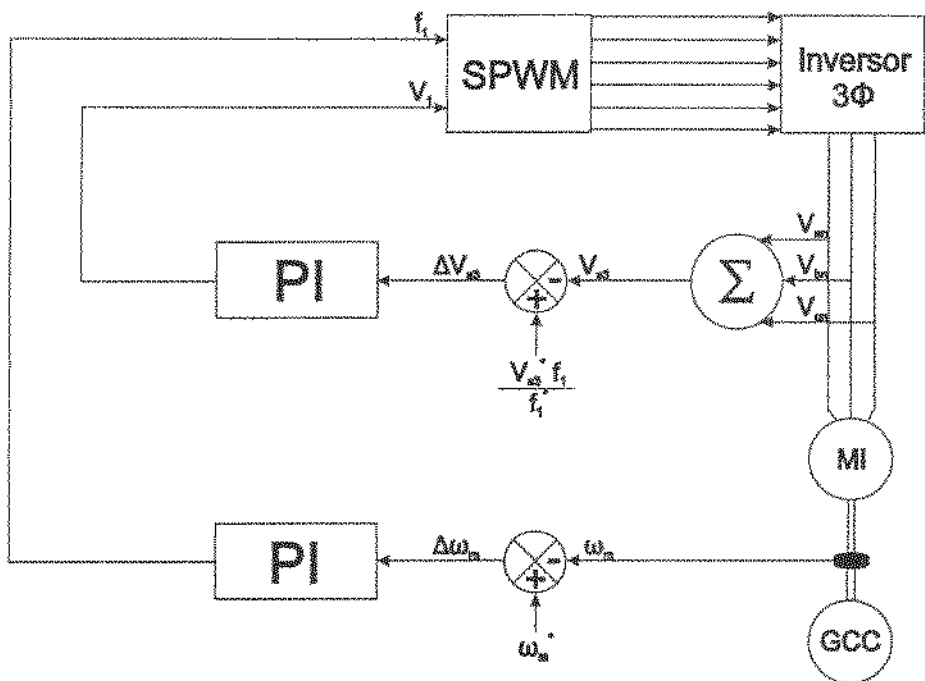


Figura 2.11: Controle escalar V/f proposto

Nota-se que é feito um controle V/f , no qual a tensão e a frequência são mantidas em uma certa relação. Porém, a diferença fundamental é que, tanto a tensão V_1 quanto a frequência f_1 são manipuladas de forma independente, para a manutenção do fluxo de entreferro constante e para a operação na velocidade desejada, respectivamente.

O emprego da estimação do fluxo de entreferro, acrescido da simplicidade das técnicas escalares, resultou num método simples com o benefício adicional de tornar a performance do sistema de acionamento elétrico independente dos parâmetros elétricos do motor.

2.6 Restrições do controle proposto

Na seção 2.4, supôs-se que a saturação ocorre somente nos dentes de estator/rotor. Assim, a terceira harmônica de fluxo está em fase com a componente fundamental.

Porém, se ocorrer a saturação do núcleo de estator/rotor existirá uma outra componente de terceira harmônica, defasada 180° da componente fundamental, ocorrendo com isso, uma redução da terceira harmônica de tensão.

Pode existir também uma outra fonte de terceira harmônica de tensão, associada ao tipo de ranhura. Se a ranhura é fechada, há um aumento do fluxo de dispersão, levando a uma saturação magnética maior, a um aumento de sua contribuição na terceira harmônica de fluxo e, conseqüentemente, uma terceira harmônica de tensão induzida nas bobinas de estator maior.

Além disso, para que a terceira harmônica de fluxo de entreferro concatene o componente de terceira harmônica dos enrolamentos de estator espacialmente, induzindo tensões de terceira harmônica nas fases do estator, é necessário que a função de distribuição dos enrolamentos de estator contenha o componente espacial de terceira harmônica de sequência zero. Para que isso ocorra, a máquina deve ter um passo polar diferente de $2/3$. Porém, um passo polar de $2/3$ não é comum na prática, pois projeta-se a máquina para a mesma conter um valor alto para o passo polar, garantindo um alto valor de fluxo concatenado nos enrolamentos.

CAPÍTULO 3

Descrição funcional do sistema de controle digital implementado

3.1 Introdução

Os primeiros sistemas de acionamento elétrico foram projetados e analisados usando técnicas analógicas e seus controles foram implementados com componentes tais como: resistores, capacitores e amplificadores operacionais. Hoje em dia, devido ao crescimento da tecnologia digital, os controles são, tipicamente, implementados com controladores digitais, pois estes, diferentemente dos analógicos, são mais robustos e podem ser reprogramados para diferentes tarefas.

Para a implementação do sistema de acionamento proposto, utilizou-se um processador digital de sinais (DSP), proporcionando ao mesmo as seguintes propriedades:

Flexibilidade operacional O controlador é representado por um algoritmo e, portanto, reconfigurações e modificações são feitas, apenas alterando-se algumas linhas de código, sem alteração do “hardware”;

Alta velocidade de cálculo Para o DSP utilizado, temos a capacidade de processamento em 32 “bits” e frequência de “clock” de 150 MHz;

Integração do controle dentro de um único CHIP Os processadores digitais específicos para o acionamento elétrico reúnem periféricos com funções apropriadas para a geração de pulsos de comando do conversor eletrônico de potência (controle e modulação), circuitos específicos de medição de velocidade, entre outros, resultando num custo otimizado devido à redução de componentes.

O sistema de acionamento elétrico utilizando DSP, mostrado na Figura 3.1, é tipicamente constituído de:

Motor Responsável pela conversão de energia elétrica em mecânica. O motor de indução é o mais utilizado pelo baixo custo e pela robustez;

DSP Adquire e processa os dados, estima variáveis elétricas e mecânicas, implementam algoritmos de controle em tempo real, gera os pulsos de controle das chaves que compõem os conversores de potência, entre outras;

Conversores eletrônicos de potência Alimentados por uma fonte elétrica, fornecem energia elétrica, de forma controlada, aos motores e são constituídos por dispositivos de chaveamento a estado sólido controlados: GTO, IGBT, entre outros;

Sensores Disponibilizam ao sistema de controle as variáveis elétricas e mecânicas envolvidas: velocidade, aceleração, posição, torque, força, corrente e tensão elétrica;

Conversor A/D Para serem utilizados no controle digital, os sinais analógicos precisam ser amostrados e convertidos para a forma digital, por um conversor analógico digital (A/D).

Acomplamento digital Os sinais digitais, após serem processados pelo DSP, precisam ser condicionados para os níveis digitais do próximo estágio de controle.

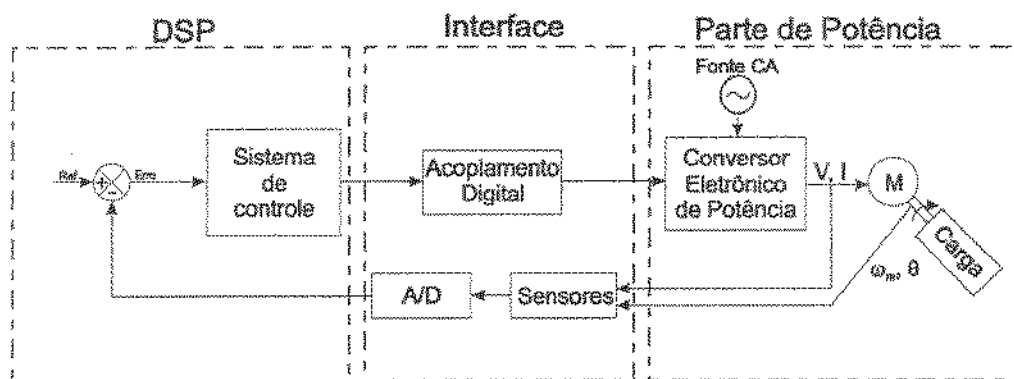


Figura 3.1: Diagrama típico de um sistema de controle digital de máquinas.

As entradas do controlador são: tensão, corrente, velocidade e posição angular, que são medidos pelos sensores e, após passarem pela interface, ingressam no DSP.

A partir dos valores medidos, o controle é realizado via “software” no DSP, para que sejam gerados sinais de controle que, após passarem pelo acoplamento digital, atuam nas chaves do conversor eletrônico de potência que entregará a devida tensão ou corrente ao motor.

As cargas mecânicas acionadas podem ser: compressores, bombas, ventiladores, tornos, elevadores, correias transportadoras, prensas, direção motorizada, braços de robôs, entre outras.

Este capítulo tem como objetivo descrever o sistema de acionamento implementado, cuja função é o controle escalar de velocidade via terceira harmônica de tensão (V_{S3}).

Na seção 3.2, é feita uma descrição do sistema implementado; em seguida, são apresentadas as estratégias e métodos utilizados na implementação (seção 3.3); e finalmente, é discutido o algoritmo empregado no controle digital (seção 3.4).

3.2 Sistema implementado

A parte de potência do sistema de acionamento elétrico implementado consiste de um retificador trifásico, não controlado ligado à rede, um inversor PWM industrial, composto por seis chaves do tipo IGBTs e os respectivos “drivers” de comando. O inversor é ligado ao motor de indução rotor em gaiola e este é conectado a um gerador de corrente contínua utilizado como carga. Os dados do motor de indução e do gerador de corrente contínua estão apresentados no Apêndice A.

Utilizou-se como controlador digital o DSP TMS320F2812 da Texas Instrument, juntamente com o “software” de desenvolvimento “Code Composer Studio”.

As características do DSP utilizado, entre outras (Tex, 2001) são:

- Processamento em 32 “bits”;
- Frequência de “clock” de 150MHz;
- três interrupções externas;
- um bloco de expansão de interrupção de periféricos (PIE) que suporta 45 interrupções de periféricos;
- três “timers” do CPU de 32 “bits”;
- quatro “timers” de propósito geral;

- dois gerenciadores de evento (EVA e EVB) responsáveis pela geração dos pulsos PWM;
- um conversor A/D de 12 “bits” de 16 canais;
- duas interfaces com capacidade para captura de pulsos provenientes do gerador de pulsos rotativo “encoder” (QEP);
- 16 canais independentes de “Pulse Width Modulation” (PWM);
- 56 pinos de entradas/saídas de propósito geral, individualmente programados e multiplexados.

Para a interface entre o DSP e a parte de potência, isto é, pulsos vindos do “encoder”, pulsos PWM e sinais de correntes e tensões, foi necessário a construção de circuitos de interfaceamento, projetados e construídos em laboratório. O detalhamento destes circuitos encontra-se no Apêndice B.

Para a aquisição das curvas da velocidade, da corrente e de V_{S3} utilizou-se um osciloscópio digital Tektronix TDS3034 de quatro canais, largura de banda de 300 MHz, taxa de amostragem de 2GS/s e comprimento máximo de memória de 10.000 pontos.

O diagrama esquemático do sistema implementado, incluindo a parte de potência, o DSP, os circuitos de interfaceamento, o computador pessoal e o osciloscópio, está representado na Figura 3.2 e a foto da bancada utilizada encontra-se na Figura 3.3.

Figura 3.3: foto da bancada utilizada .

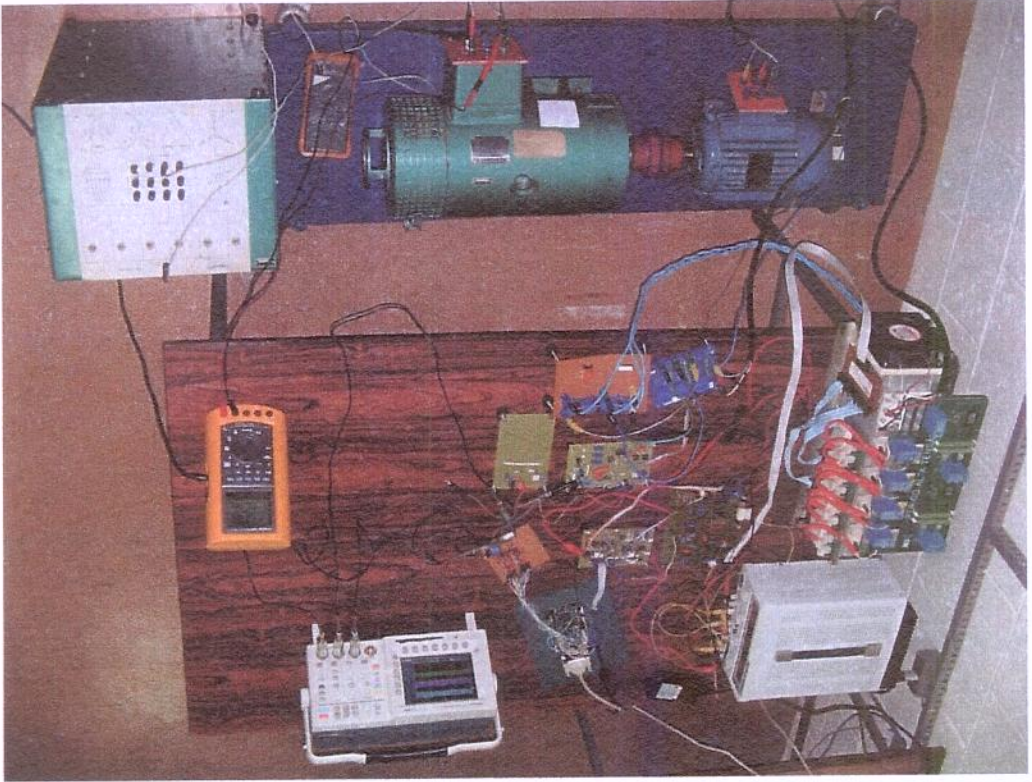
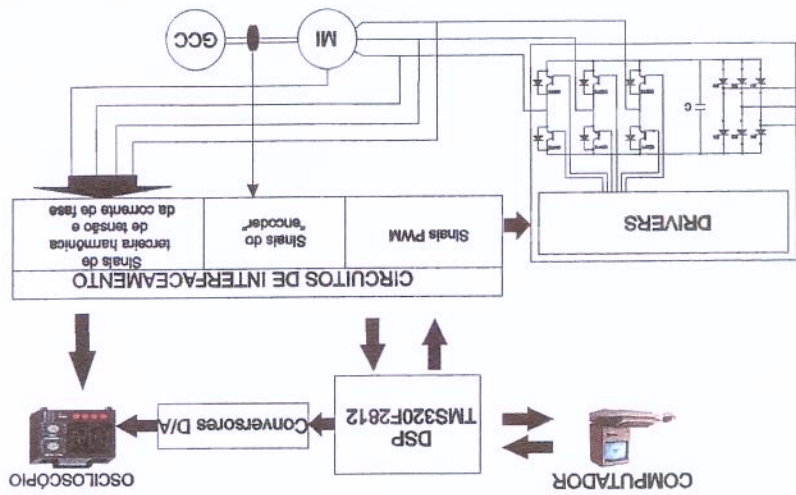


Figura 3.2: Diagrama esquemático do sistema implementado.



3.3 Estratégias e métodos utilizados

Para a execução de todas as instruções de controle utilizou-se uma única fonte de interrupção, chamada de interrupção via conversor A/D, que é comandada por um dos “timers” de propósito geral do DSP. O tempo decorrido entre uma interrupção e outra é chamado de período de amostragem (T_s), cujo valor é $0,8333 \times 10^{-3}s$.

A seguir, são descritas as técnicas utilizadas na medição de velocidade, para o controle da modulação dos pulsos PWM e para a aquisição e cálculo do valor rms de V_{S3} , bem como as respectivas estratégias de implementação.

3.3.1 *Medição de velocidade*

Tradicionalmente existem dois métodos de medição de velocidade com utilização de “encoder” (Hernández, 1999):

- O primeiro deles é baseado na medição do número de pulsos recebidos em um período fixo e predeterminado, no qual a velocidade é obtida, tomando-se a quantidade de pulsos medidos no período e multiplicando-se por uma constante que irá escalar a velocidade, de acordo com a unidade utilizada.
- O segundo método de medição é baseado na largura ou período dos pulsos, na qual a velocidade é obtida, tomando-se o passo angular conseguido a partir da quantidade de pulsos por revolução (ppr) gerados pelo “encoder” e, dividindo-se este pelo período dos pulsos, adquirido utilizando-se um “timer” específico (Alter, 1997).

O método de medição baseado na largura ou período dos pulsos é mais trabalhoso e complexo quando comparado ao método da contagem dos pulsos. Uma das dificuldades é o fato do mesmo requerer uma interrupção extra na transição positiva ou negativa dos pulsos do “encoder” para que o DSP leia o valor do período correspondente. Isso não é necessário no método da contagem dos pulsos, visto que a contagem pode ser feita dentro de qualquer interrupção utilizada para outros fins, aproveitando o período da mesma.

Outra dificuldade deste método é que a interrupção gerada pelo “encoder” deve ter prioridade diante das demais, pois a presença de outras interrupções, com maior prioridade, gera atrasos entre o momento da transição e o momento da leitura do

temporizador, ocasionando medições de períodos maiores que o período real do pulso e, conseqüentemente, erros na determinação da velocidade.

Devido a estes problemas e pelo fato do DSP utilizado já ter um dispositivo específico para a contagem dos pulsos do “encoder”, foi utilizado o método de contagem de pulsos para a medição da velocidade.

Para a medição da velocidade utilizou-se um “encoder” de 1.500 ppr acoplado ao eixo do motor. Este emite duas seqüências de pulso A e B, com freqüência variável e defasadas entre si de 90° . Ao passarem pelo circuito de interfaceamento (Apêndice B), ingressam no dispositivo específico do DSP chamado de circuito QEP (Quadrature Encoder Pulse). O circuito QEP faz a contagem dos flancos de subida e descida dos pulsos do “encoder”, aumentando a resolução deste dispositivo para 6.000 ppr e determina o sentido de rotação do motor, de acordo com a ordem dos pulsos A e B.

A velocidade do eixo do motor é obtida segundo a equação:

$$v(k) = \frac{x(k) - x(k-1)}{T_S} \times C = \frac{\Delta x(k)}{T_S} \times C \quad (3.1)$$

na qual:

- $v(k)$ é o valor da velocidade no instante de tempo discreto k ;
- x é a posição do rotor dada em radianos;
- $\Delta x(k)$ é a variação da posição do rotor no período de amostragem T_S ;
- C é uma constante responsável por escalar a velocidade de acordo com a unidade utilizada.

Como exemplo, considere que foram contados 120 pulsos em T_S . Assim:

$$\Delta x(k) = \frac{\text{número de pulsos}}{4 \times \text{ppr do "encoder"}} \times 2\pi = \frac{120}{4 \times 1.500} \times 2\pi = 0,02 \times 2\pi \text{rad}$$

$$v(k) = \frac{0,02 \times 2\pi}{0,8333 \times 10^{-3}} \times C = (24 \times 2\pi) \text{rad/s} \times \frac{60}{2\pi} = 1440 \text{rpm}$$

Um aspecto importante a ser ressaltado é a precisão obtida com este tipo de implementação. Como a precisão deste método está limitada pela resolução do “encoder” e por T_5 como verificado na equação 3.1, seguindo o mesmo raciocínio do exemplo acima, um erro na medição de ± 1 pulso, equivale a um erro de velocidade de $\pm 12rpm$, o que é razoável, já que o método de controle implementado não é de alto desempenho.

3.3.2 Implementação da Modulação Senoidal (SPWM)

Os conversores eletrônicos de potência convertem energia elétrica de um nível de tensão, corrente e frequência para outro, usando chaves semicondutoras, as quais operam em dois estados, ligado ou desligado; a lógica de comutação de um estado para outro é chamado de modulação.

Para o presente trabalho foi utilizado um retificador trifásico de onda completa não controlado, responsável por converter a tensão CA, vinda da rede, em uma tensão CC e um inversor de frequência fonte de tensão trifásico, composto por seis chaves do tipo IGBTs, responsável por converter a tensão CC retificada em uma tensão CA controlada.

Para um inversor de frequência fonte de tensão, a estratégia de modulação mais utilizada é a técnica conhecida como modulação por largura de pulso (PWM), a qual varia o ciclo de trabalho das chaves do inversor em uma alta frequência de chaveamento para alcançar uma tensão ou corrente de magnitude e frequência desejadas.

Tradicionalmente, utilizam-se dois métodos de PWM: a modulação por largura de pulsos senoidal (SPWM) e a modulação por vetores espaciais (SVM).

A estratégia de modulação SVM comparada à SPWM utiliza melhor a tensão de alimentação CC, gerando um maior valor de tensão fundamental (Holmes e Lipo, 2003; Yu et al., 1997), contém níveis de distorção harmônica de corrente menor (Holmes e Lipo, 2003; Yu et al., 1997; Tex, 1998) e pode minimizar o número de comutações nas chaves semicondutoras (Yu et al., 1997) reduzindo as perdas nas chaves em até 33%. Apesar dessas vantagens, foi verificado, a partir de análises de frequência, que esta estratégia gera terceira harmônica de tensão na fase (Holmes e Lipo, 2003). Portanto, se a máquina for conectada em estrela e com o neutro

conectado, será observado uma onda de terceira harmônica de tensão nas fases, o que inviabilizaria a estratégia de controle proposta. Já a estratégia de modulação SPWM é uma estratégia que não gera terceira harmônica de tensão, nem na linha nem na fase (Holmes e Lipo, 2003; Hamman e Merwe, 1988), com ou sem a conexão de neutro, o que garante que a única terceira harmônica medida na fase do motor de indução, seja a causada pela saturação magnética dos dentes da máquina como comentado na seção 2.4 e, por essa razão, utilizou-se a estratégia de modulação SPWM.

A SPWM é gerada comparando-se uma sinal de referência senoidal (sinal modulante) com uma onda triangular ou dente de serra de alta frequência (onda portadora). Neste caso, foi usada a dente de serra. A frequência do sinal modulante determina a frequência da tensão de saída e a amplitude do sinal modulante determina o valor rms da tensão de saída (Bowes e Bird, 1975).

Para a geração da onda portadora dente de serra utilizou-se um “timer” em contagem ascendente (geração do SPWM assimétrico). O valor deste “timer” é comparado a valores carregados em três registradores de comparação (valores das senóides das fases a, b e c no instante discreto k), correspondendo cada um aos três ramos do inversor. No momento em que o valor do “timer” coincide com o valor de um destes registradores, um “hardware” dedicado interno ao DSP se encarrega de ativar a saída PWM da chave correspondente.

Para o presente trabalho implementou-se uma onda portadora dente de serra com frequência (f_c) de 1.200 Hz e, para a determinação do sinal modulante (onda senoidal) não foi possível utilizar uma tabela de valores de seno descrita em Boglietti et al. (1993), pelo fato de estarmos trabalhando com as variáveis representadas em ponto flutuante. Desta forma, empregou-se uma técnica na qual calcula-se os valores da senóide, em tempo real, por equações matemáticas.

A equação utilizada para a senóide é a seguinte:

$$U = m[\text{sen}((w(\lambda + i)) + \gamma_{fase})] \quad (3.2)$$

na qual:

- U é o sinal senoidal;
- m é o índice de modulação (varia de 0 a 1). Quando $m=1$ obtém-se a amplitude máxima. No caso, a amplitude da senóide gerada depende deste parâmetro.
- w é a porção angular percorrida em uma determinada amostra da senóide;
- i é o contador das amostras;
- λ índice que serve para determinar a posição de encontro da senóide com a dente de serra.
- γ_{fase} é o ângulo de fase constante, valendo 0, 2,094 e 4,1887 radianos para as fases a, b e c, respectivamente;

o índice w é determinado pela seguinte equação:

$$w = \frac{2\pi}{mul} \quad (3.3)$$

na qual:

- mul é o múltiplo da frequência, ou seja, é o número de amostras que são percorridas para cada frequência, determinado pela seguinte equação:

$$mul = \frac{f_c}{f} \quad (3.4)$$

na qual:

- f é a frequência recebida da malha de controle de velocidade;
- f_c é a frequência da onda portadora, que é um valor constante dado por 1.200 Hz.

Para entender melhor, temos que o domínio da função seno vai de 0 à 2π . Como a frequência f_c é um múltiplo inteiro da frequência da senóide, o intervalo de domínio da função seno será dividido em mul pedaços ou regiões. O valor do intervalo de cada região é dado por w . Desta maneira, a comparação será repetida tantas vezes quanto forem as regiões de subdivisão.

A variável i indica a fração em que estamos. Ou seja, se $mul=10$, i varia de 0 à 9. A variável λ determina a posição do encontro da senoide com a dente de serra.

A função dente de serra, que foi usada na comparação, é determinada pela equação

$$Z = -1 + 2\lambda \quad (3.5)$$

que varia de -1 a 1, passando pelo zero.

De posse das duas equações, é necessário calcular o instante em que a senoide encontra a dente de serra. Este momento corresponde a igualar as duas equações e definir uma nova equação em função de “ λ ”. Assim, temos:

$$F = m[\text{sen}((w(\lambda + i)) + \gamma_{fase})] - 2\lambda + 1 \quad (3.6)$$

A variável λ que determina o encontro da senoide com a dente de serra é a mesma que zera a função F . Assim, o problema agora é encontrar o zero da função F . Isto é feito usando o método de cálculo numérico chamado de método da bissecção.

Este método prega que, dada uma função definida num intervalo a e b , se $F(a)$ for positivo e $F(b)$ for negativo, o zero desta função estará entre a e b . Calcula-se o ponto médio entre a e b , no caso $ax = (a + b)/2$ e avalia-se agora o sinal de $F(ax)$. Se $F(ax)$ for positivo, o zero da função estará entre ax e b . Assim, o intervalo $a - b$ é redefinido, sendo $a = ax$ e b permanece constante. Se $F(ax)$ for negativo, $b = ax$ e a permanece constante, encerrando-se uma interação do programa. O processo todo é repetido considerando-se os novos limites até que o intervalo seja suficientemente pequeno, definido por uma condição de parada. Neste caso, trabalhou-se com um valor finito de 20 interações, que para o nosso caso, foram suficientes.

O valor ax obtido corresponde ao ciclo de trabalho do sinal PWM que é passado aos registradores CMPR.

Para a implementação do PWM trifásico basta resolver três equações e obter assim três ciclos de trabalho.

Comparando-se os valores de ax , de cada fase, com a onda portadora (onda dente de serra) determinam-se os pulsos SPWM. Estes, ao passarem pelo circuito de interfaceamento (Apêndice B), ingressam no inversor que entregará a devida tensão ao motor de indução.

Para comprovar o método, foram gerados pulsos PWM, com frequência do sinal modulante de 60 Hz e índice de modulação unitário, obtendo os pulsos SPWM das três fases (Figura 3.4), os sinais modulantes (Figura 3.5) e a transformada rápida de fourier (FFT) dos pulsos de uma das fases (Figura 3.6). Como verificado, a forma dos pulsos e o espectro de frequência coincidem com o que foi descrito em (Holmes e Lipo, 2003; Hamman e Merwe, 1988).

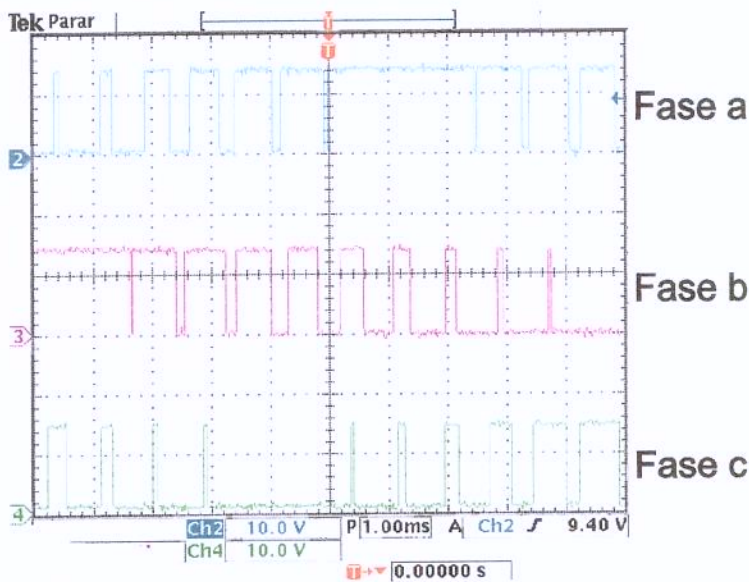


Figura 3.4: Pulso SPWM das fases a, b e c.

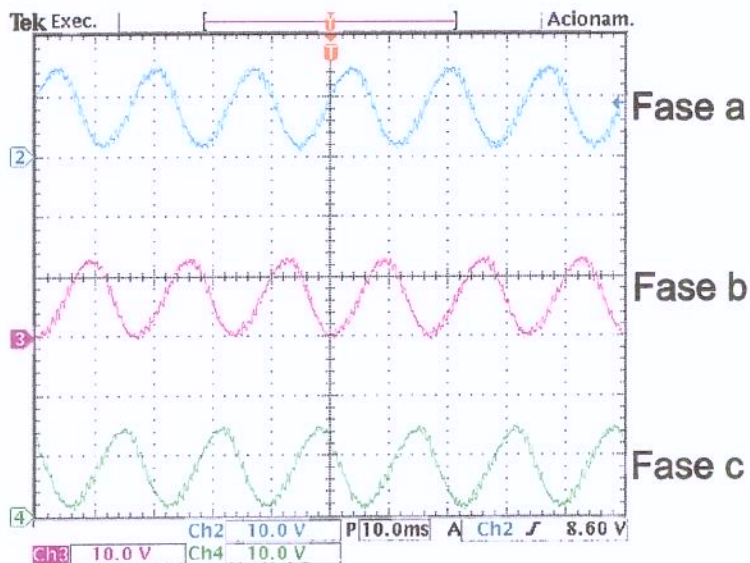


Figura 3.5: Sinais modulantes para as três fases.

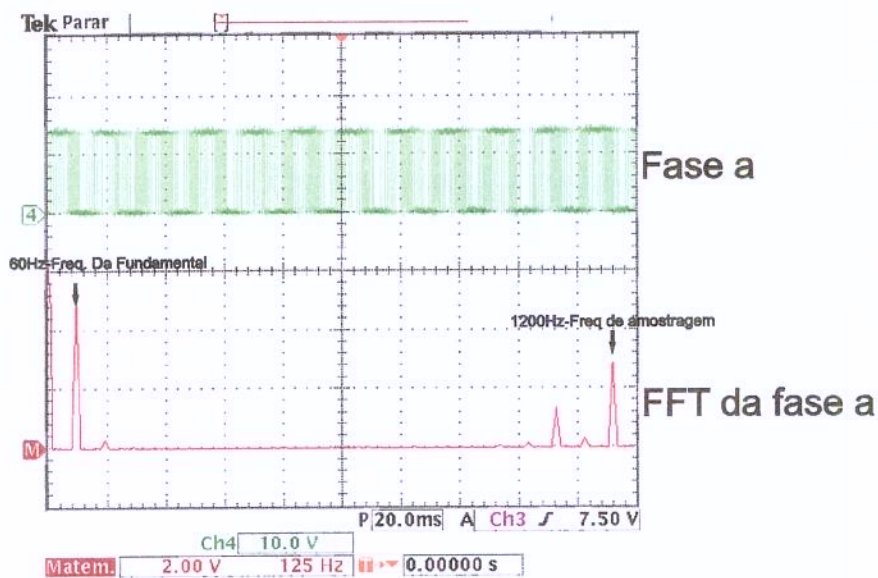


Figura 3.6: Pulsos SPWM da fase a e sua FFT.

3.3.3 Cálculo do valor rms da terceira harmônica de tensão

A medição de V_{S3} e o seu condicionamento são feitos pelo circuito de interfaceamento (Apêndice B-Item B.3). Ao ingressar em uma das entradas analógicas do DSP, V_{S3} é amostrada pela interrupção do conversor A/D e cada amostra é armazenada em uma posição de um vetor específico, cujo tamanho depende da frequência de V_{S3} (f_{S3}) segundo a equação:

$$n = \frac{1}{f_{S3} T_S} \quad (3.7)$$

na qual:

- n é o número de amostras;
- f_{S3} é a frequência de V_{S3} ;
- T_S é o período de amostragem.

O cálculo do valor rms de V_{S3} é feito segundo a equação

$$V_{S3}^{rms} = \left[\frac{1}{T} \sum_{k=0}^n (V_{S3}(k))^2 T_S \right]^{\frac{1}{2}} \quad (3.8)$$

na qual:

- V_{S3}^{rms} é o valor rms de V_{S3} ;
- $V_{S3}(k)$ é o valor de V_{S3} no instante de tempo discreto k ;
- T é o período de V_{S3} ;
- T_S é o período de amostragem.

Após o preenchimento de todas as posições do vetor de amostras é feito o cálculo de um novo valor para a variável V_{S3}^{rms} , mantendo-se o valor anterior de cálculo armazenado na variável V_{S3}^{rms} , até que não seja feito o cálculo do novo valor.

Como o cálculo de V_{S3}^{rms} está relacionado com f_{S3} , nota-se que quanto menor o valor de f_{S3} , maior a quantidade de amostras (equação 3.7) e assim, maior o tempo gasto para o cálculo do valor rms.

Como exemplo, considere o caso mais crítico apresentado, onde $f_{S3}=9$ Hz, assim o número de amostras é dado por:

$$n = \frac{\frac{1}{9}s}{0,8333 \times 10^{-3}} = 133 \text{ amostras}$$

Com isso, para calcular o novo valor de V_{S3}^{rms} são gastos $133 \times 0,8333 \times 10^{-3} = 0,1111111s$.

Para o caso de velocidade de referência fixa, ou seja, para uma frequência f_{S3} fixa, o controle atuará com o valor de V_{S3}^{rms} anterior até que todas as amostras sejam capturadas e um novo valor de V_{S3}^{rms} seja calculado.

Para o caso em que ocorre a mudança da velocidade de referência, a frequência f_{S3} é também alterada e, se o cálculo de V_{S3}^{rms} já estiver finalizado, não será verificado atrasos no controle. Porém, na maioria das vezes, ocorre a mudança e o algoritmo está no meio da aquisição das amostras, verificando a alteração no tamanho do vetor que armazena as amostras de V_{S3} , fazendo com que ocorra uma mistura das amostras de duas frequências distintas.

- Para variações negativas da velocidade de referência e, com isso, uma diminuição de f_{S3} , teremos um erro no cálculo de V_{S3}^{rms} para mais, pois estaremos pegando amostras de V_{S3} atual e anterior e, a anterior possui uma amplitude maior, segundo a equação 2.17.
- Para variações positivas da velocidade de referência teremos um erro no cálculo de V_{S3}^{rms} para menos, pois estaremos pegando amostras de V_{S3} atual e anterior e, a anterior possui uma amplitude menor, pelo mesmo motivo anteriormente citado.

Este erro observado na variação da velocidade de referência fez com que tivéssemos uma tensão maior quando decresce-se a velocidade de referência e uma tensão menor quando cresce-se a velocidade de referência, gerando um atraso da malha de fluxo em relação a malha de velocidade, como pode ser verificado nos testes apresentados no capítulo 4 e só ocorreu devido ao tempo gasto para o cálculo de V_{S3}^{rms} .

3.4 Algoritmo de controle

O algoritmo de controle foi desenvolvido em linguagem C, com a ajuda de um programa específico que realiza a compilação para Assembly, permite o monitoramento

das variáveis do controle, em tempo real, e disponibiliza uma ferramenta matemática para a emulação em ponto flutuante, visto que o DSP utilizado é de ponto fixo.

A Figura 3.7 mostra a rotina de inicialização do DSP. Esta é executada sempre que ocorre um evento de “reset” no sistema. Nela são encontrados os procedimentos necessários para o funcionamento do sistema de controle implementado. Em seguida, são descritas passo a passo cada etapa.

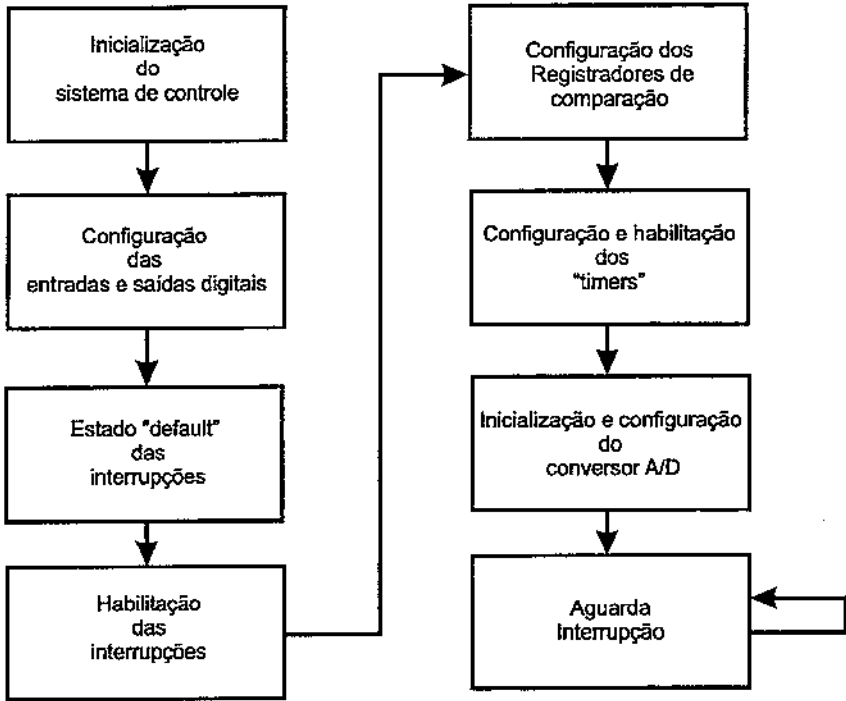


Figura 3.7: Rotina de inicialização do DSP.

Inicialização do sistema de controle Onde ocorre a habilitação dos “clocks” para periféricos e é pré-escalado o “clock” do CPU, pois podemos, se necessário, dividi-lo.

Para o presente trabalho foi deixado o “clock” do CPU em 150 MHz;

Configuração das entradas e saídas digitais Existem pinos internos que podem ser setados para serem entradas e saídas digitais (para saída de um valor para o conversor D/A ou para entrada de um valor vindo de um conversor A/D) ou, entradas e saídas de periféricos (para as saídas PWM, para a entrada dos sinais

vindos do “encoder”, entre outros). Neste trabalho foram setadas saídas de periféricos para os pulsos PWM, entradas de periféricos para o “encoder” e saídas digitais para o conversor D/A;

Estado “default” das interrupções É feita a limpeza de todas as interrupções pendentes, a inicialização do controlador e da tabela que receberá novas interrupções;

Habilitação da interrupção Para a execução de uma interrupção, esta deve ser habilitada no controlador e o endereço de sua rotina deve ser carregado na tabela de interrupções para, na hora certa, ser executada. Neste trabalho foi utilizada a interrupção do conversor A/D;

Configuração dos Registradores de comparação Para a geração dos seis pulsos PWM foi necessária a configuração de três registradores de comparação;

Configuração e habilitação dos “timers” Utilizou-se dois “timer”: um para a contagem do período de interrupção e geração da onda dente de serra e outro para a contagem dos pulsos vindos do “encoder”;

Inicialização e configuração do conversor A/D O conversor A/D (interno à placa do DSP) foi inicializado e configurado para a entrada do sinal de V_{S3} no DSP;

Aguarda interrupção Corresponde a um loop infinito em que é aguardada a interrupção do conversor A/D.

Para a execução de todas as instruções de controle, utilizou-se uma única interrupção, a interrupção do conversor A/D. A ocorrência desta interrupção é regida por um dos “timers”, configurados na rotina de inicialização do DSP. A Figura 3.8 mostra o diagrama de blocos desta interrupção. Em seguida, são descritas passo a passo cada etapa.

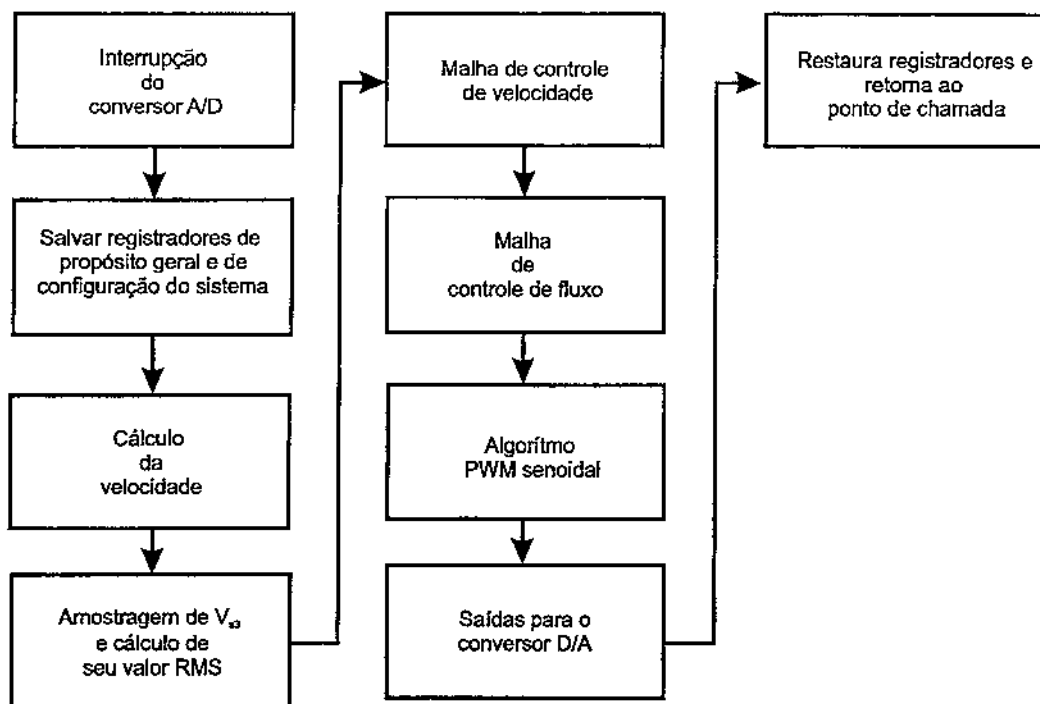


Figura 3.8: Diagrama de blocos da interrupção do conversor A/D.

Interrupção do conversor A/D Após o contador do “timer” conter o valor do registrador de período do mesmo, ocorre a interrupção;

Salvar registradores de propósito geral e de configuração do sistema Após o término da interrupção, o sistema deve ser retomado normalmente;

Cálculo da velocidade Após obter o valor da contagem feita por um dos “timers”, é realizado o cálculo da velocidade do eixo do motor a partir da equação 3.1;

Amostragem de V_{S3} e cálculo de seu valor rms Para cada amostragem é armazenado um valor da senoide de entrada (V_{S3}), em uma posição de um vetor, que será utilizado para o cálculo do valor rms, a partir da equação 3.8;

Malha de controle de velocidade A velocidade medida é comparada à velocidade de referência setada e o erro proveniente passa por um controlador PI discreto, cujos ganhos proporcional e integral são dados por 0,1 e 2,0, respectivamente.

Os ganhos proporcional e integral foram obtidos pelo método Ziegler-Nichols descrito em Basilio e Matos (2002) e, como resultado do controlador, temos a frequência elétrica f_1 , utilizada no algoritmo PWM, para a aplicação no motor de indução;

Malha de controle de fluxo O valor de V_{s3}^{rms} medido é comparado a um valor de referência armazenado que, no caso, é quando o motor opera a vazio e com frequência de alimentação de 28 Hz. O erro proveniente passa por um controlador PI discreto, cujos ganhos proporcional e integral são dados por 0,1 e 1,0, respectivamente.

Os ganhos proporcional e integral foram obtidos pelo método Ziegler-Nichols descrito em Basilio e Matos (2002) e, como resultado do controlador, temos o índice de modulação m , utilizado no algoritmo PWM, para a aplicação da devida tensão ao motor de indução;

Algoritmo PWM senoidal O algoritmo PWM senoidal recebe o valor da frequência elétrica e índice de modulação. O sinal PWM é gerado como foi descrito na seção 3.3.2;

Saídas para o conversor D/A Foi enviado para o conversor D/A a velocidade de referência e a velocidade medida do eixo do motor;

Restaura registradores e retorna ao ponto de chamada São restaurados os registradores de propósito geral e de configuração do sistema.

CAPÍTULO 4

Resultados experimentais

Respostas da utilização da terceira harmônica de tensão de estator no controle de velocidade escalar V/f de um motor de indução são apresentadas a partir de testes experimentais, com o motor a vazio e com carga. Variações triangular, trapezoidal e degrau de velocidade, bem como os transitórios de carga, são obtidos a partir de uma montagem experimental.

4.1 Procedimentos experimentais

Foi utilizado um motor de indução trifásico com o estator ligado em Y, tendo a tensão nominal de 380 V, cujos dados nominais estão colocados no Apêndice A. Por limitações do inversor utilizado, tensão máxima no barramento CC de 311 V, não foi possível operar com tensão e frequência nominais, ou seja, 380 V e 60 Hz. Conseqüentemente, limitou-se a faixa de operação do motor, pois como se trata de um controle escalar V/f , a condição nominal de fluxo de entreferro só pode ser alcançada até a frequência máxima de 28 Hz.

Para os teste em que ocorre a mudança da velocidade de referência, têm-se limitações no sinal da terceira harmônica de tensão (V_{S3}) pois, a entrada do conversor A/D possui uma faixa de operação de 0 a 3 V, com uma precisão de 12 bits e, como V_{S3} é proporcional à frequência, para velocidades abaixo de 117 rpm, verificou-se uma imprecisão na medição de V_{S3} .

Uma outra limitação foi verificada na ocorrência de transitórios provocados por variações bruscas da velocidade de referência, onde a onda de V_{S3} pode atingir valores superiores a 3 V, devido ao atraso da malha de fluxo em relação à malha de velocidade. Contudo, caso o circuito de interface de V_{S3} , mostrado na Figura B.3,

seja ajustado, para que não haja problemas de saturação do sinal de V_{S3} durante a ocorrência de tais fenômenos, quando se opera em regime, a amplitude deste sinal seria ainda menor para baixas velocidades. Assim, preferiu-se condicionar o sinal para as condições normais de operação, onde V_{S3} é baixa, comparada ao caso de variações bruscas e, limitar as variações bruscas a uma certa faixa de velocidades em que não ocorresse a saturação de V_{S3} .

Adotou-se, como V_{S3} nominal, aquela referente ao motor operando a vazio e com frequência de 28 Hz, cujo valor é de 2,4 V de pico a pico, tendo deixado uma certa margem de segurança na escala de operação do conversor A/D.

Os testes com carga foram realizados utilizando uma máquina de corrente contínua, operando como gerador, acoplada diretamente ao eixo da máquina de indução.

Aplicou-se variações do tipo degrau de torque de carga, chaveando-se a carga do gerador CC, com a velocidade de referência fixa. A regulação fina desta carga foi realizada através de um reostato de campo que permitiu variar a tensão gerada e, conseqüentemente, a potência fornecida à carga. O torque mecânico, imposto no eixo do motor de indução pode ser determinado, realizando a divisão do resultado da soma da potência dissipada na carga do gerador com as perdas mecânicas e elétricas do sistema pela velocidade de eixo do motor. Desta maneira, com o acréscimo de carga resistiva, o acréscimo do torque de carga é determinado pelo resultado da divisão entre a soma da potência dissipada na carga do gerador e na resistência de armadura pela velocidade no eixo do motor. Contudo, tem-se uma limitação no sistema durante o transitório de carga, onde é observado uma variação na velocidade do eixo do motor e, com isso, uma variação na tensão gerada. Como a carga do gerador é passiva, a potência dissipada na mesma depende da tensão aplicada em seus terminais. Desta maneira, uma perturbação na velocidade reflete em uma perturbação de torque mecânico no eixo do motor de indução.

4.2 Resultados

4.2.1 Máquina a vazio

4.2.1.1 Variações lentas de velocidade

Nas Figuras 4.1 e 4.2, com a máquina a vazio, estão apresentados resultados relativos à variação da velocidade de referência do tipo triangular, na faixa de 117 a 771 rpm, juntamente com a curva de V_{S3} . Na Figura 4.1, adota-se o tempo de subida de aproximadamente 2,6 s. Comparando-se a velocidade de referência e a velocidade medida, observou-se que o desempenho do sistema de controle é satisfatório, caso a aplicação não exija alto desempenho em baixas velocidades. Analisando-se V_{S3} e, conseqüentemente, a malha de fluxo, nota-se que a malha de fluxo é mais lenta que a malha da velocidade, já que a operação a baixas velocidades, a malha de fluxo está limitada ao tempo gasto para o cálculo do valor rms da terceira harmônica de tensão (V_{S3}^{rms}) que, no caso, é superior ao cálculo para velocidades maiores, como comentado na seção 3.3.3. A malha de controle de velocidade é responsável pela frequência elétrica da tensão aplicada ao motor de indução e, a malha de fluxo é responsável pela amplitude da tensão aplicada. Assim, quando tem-se um atraso entre estas duas malhas de controle, não é aplicada a devida tensão ao motor. Aumentando-se o tempo de subida para 5,32 s e, com isso, atrasando-se a malha de velocidade dando mais tempo para o cálculo do valor rms, como apresentado na Figura 4.2, a velocidade medida acompanhou a velocidade de referência e a diferença entre as duas malhas de controle diminuiu, como observado, comparando-se a curva de V_{S3} com as curvas de velocidade.

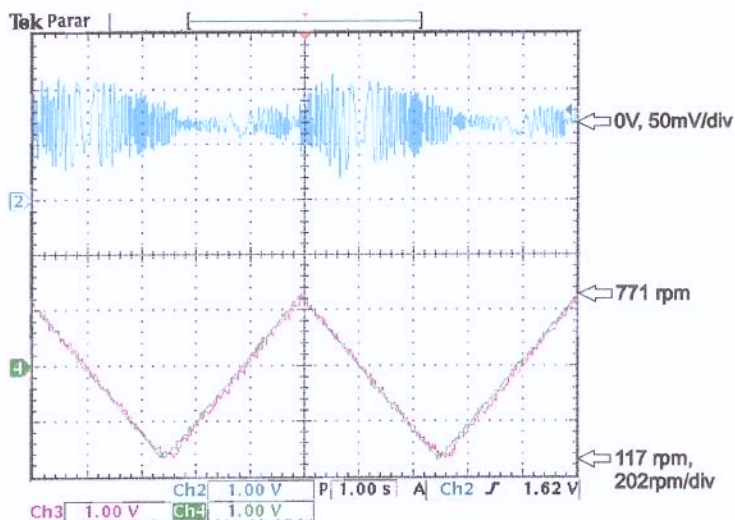


Figura 4.1: Variação triangular da velocidade de referência de 117 a 771 rpm com a máquina operando a vazio e tempo de subida de 2,6 segundos. Comportamento da V_{S3} (azul), velocidade de referência (verde) e velocidade medida (roxo).

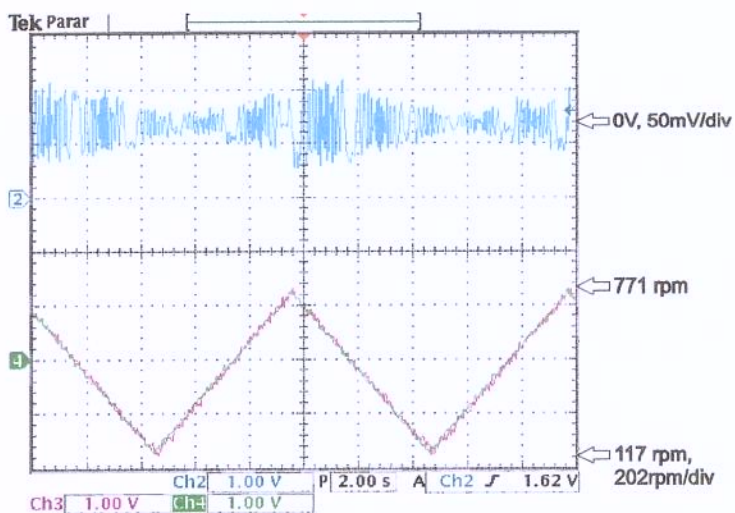


Figura 4.2: Variação triangular da velocidade de referência de 117 a 771 rpm com a máquina operando a vazio e tempo de subida de 5,2 segundos. Comportamento da V_{S3} (azul), velocidade de referência (verde) e velocidade medida (roxo).

Um teste similar está apresentado nas Figuras 4.3, 4.4 e 4.5, porém com uma inércia maior, já que neste caso o gerador CC foi acoplado à máquina de indução. Na Figura 4.3, adota-se o tempo de subida de aproximadamente 2,6 s. Comparando-se a velocidade de referência e a velocidade medida, nota-se que, apesar da resposta na variação negativa da velocidade de referência ter apresentado um erro próximo de zero, o mesmo não aconteceu para variações positivas, na qual observou-se um erro de velocidade de aproximadamente 3,5 %, o que é um erro aceitável visto que o controle escalar não é de alto desempenho. Analisando-se V_{S3} , nota-se que a malha de fluxo é mais lenta que a malha da velocidade e, neste caso, o atraso na malha de fluxo é mais significativo que para a máquina a vazio pois, com uma carga inercial acoplada ao eixo, é necessária uma maior amplitude da tensão aplicada ao motor de indução para aumentar o fluxo de máquina e, com isso, fazer com que a velocidade acompanhe a velocidade de referência. Com o objetivo de diminuir ainda mais esse erro, foi Aumentado o tempo de subida para 5,32 s, como apresentado na Figura 4.4, na qual observou-se que ainda assim a velocidade medida não acompanhou a velocidade de referência, com um erro de aproximadamente 1,5 %. Com o tempo de subida aumentado para 7,98 s, como apresentado na Figura 4.5, a diferença entre as duas malhas de controle diminuiu ao ponto que a velocidade medida conseguiu acompanhar a velocidade de referência.

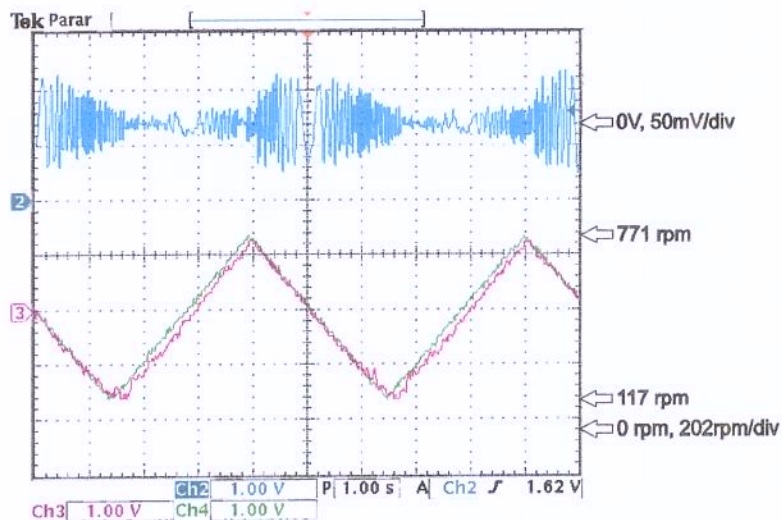


Figura 4.3: Variação triangular da velocidade de referência de 117 a 771 rpm com a máquina acoplada ao gerador CC e tempo de subida de 2,6 segundos. Comportamento da V_{S3} (azul), velocidade de referência (verde) e velocidade medida (roxo).

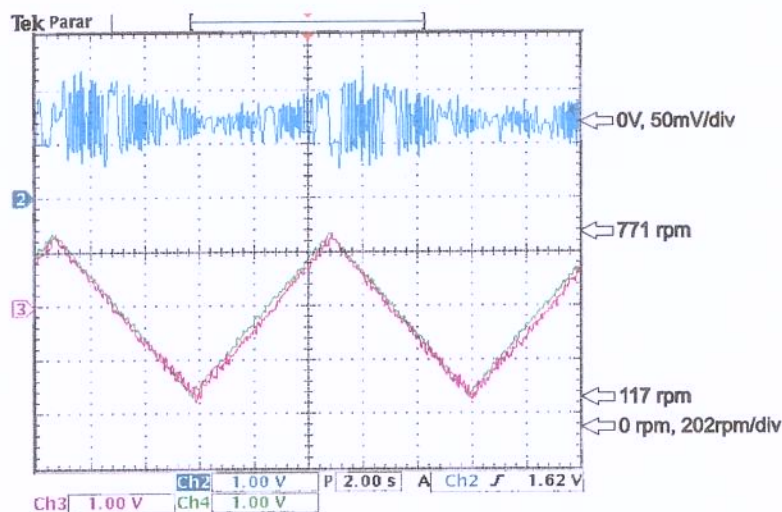


Figura 4.4: Variação triangular da velocidade de referência de 117 a 771 rpm com a máquina acoplada ao gerador CC e tempo de subida de 5,2 segundos. Comportamento da V_{S3} (azul), velocidade de referência (verde) e velocidade medida (roxo).

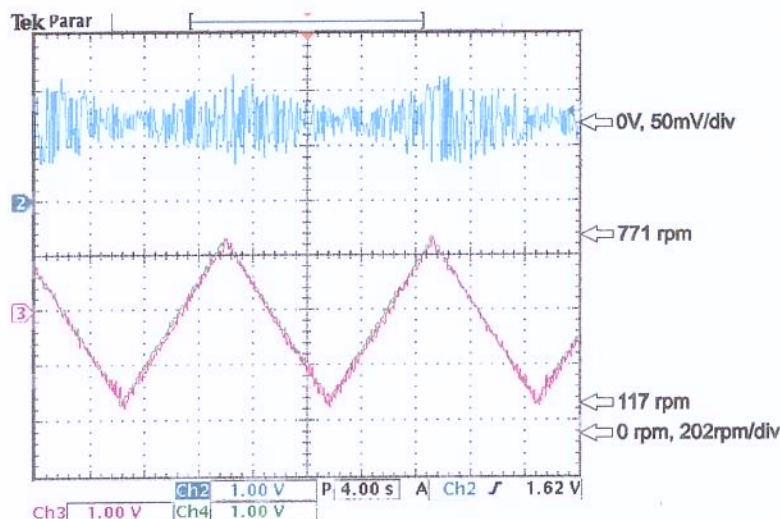


Figura 4.5: Variação triangular da velocidade de referência de 117 a 771 rpm com a máquina acoplada ao gerador CC e tempo de subida de 7,98 segundos. Comportamento da V_{S3} (azul), velocidade de referência (verde) e velocidade medida (roxo).

Na Figura 4.6, com a máquina a vazio, é apresentado o resultado relativo à variação da velocidade de referência do tipo trapezoidal, na faixa de 117 a 771 rpm, tempo de subida de 2,6 s e, tempos em cima e embaixo de 3 s, juntamente com a curva de V_{S3} . Comparando-se a velocidade de referência e a velocidade medida, observou-se que o desempenho do sistema de controle é bastante satisfatório já que, o teste em questão facilita o cálculo de V_{S3}^{rms} em baixas velocidades, onde o tempo de cálculo é mais crítico, reduzindo o atraso entre a malha de velocidade e de fluxo como observado nas curvas de velocidade e de V_{S3} .

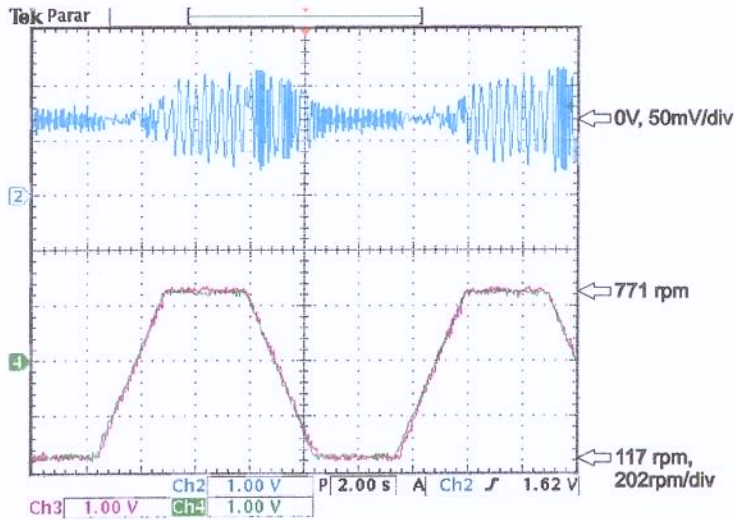


Figura 4.6: Variação trapezoidal da velocidade de referência de 117 a 771 rpm com a máquina operando a vazio, tempo de subida de 2,6 segundos e, permanecendo 3 segundos nas velocidades de 117 e 771 rpm. Comportamento da V_{S3} (azul), velocidade de referência (verde) e velocidade medida (roxo).

Um teste similar está apresentado na Figura 4.7, porém com uma inércia maior, pois neste caso o gerador CC foi acoplado à máquina de indução. Comparando-se a velocidade de referência e a velocidade medida, observou-se que o desempenho do sistema de controle é bastante satisfatório já que o teste em questão facilita o cálculo de V_{S3}^{rms} em baixas velocidades, reduzindo o atraso entre a malha de velocidade e de fluxo, como observado na curva de V_{S3} e, mesmo com o gerador acoplado, este atraso não levou a erros significativos nas velocidades obtidas.

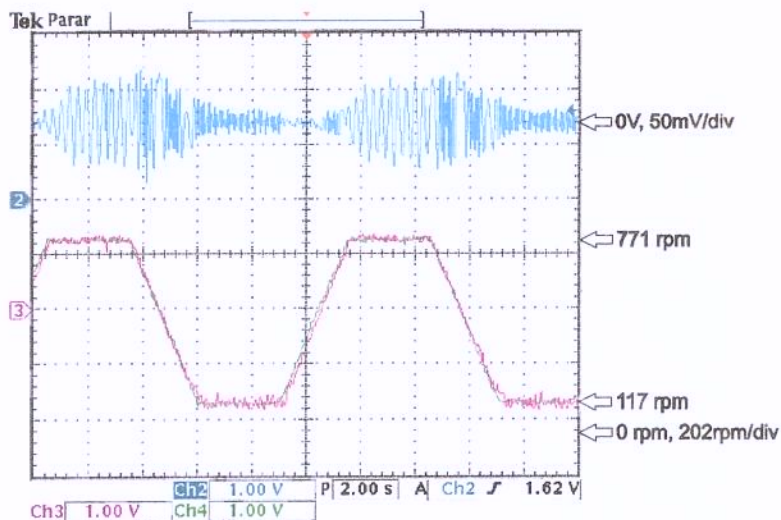


Figura 4.7: Variação trapezoidal da velocidade de referência de 117 a 771 rpm com a máquina acoplada ao gerador CC, tempo de subida de 2,6 segundos e, permanecendo 3 segundos nas velocidades de 117 e 771 rpm. Comportamento da V_{S3} (azul), velocidade de referência (verde) e velocidade medida (roxo).

4.2.1.2 Variações bruscas de velocidade

Como comentado na seção 4.1, a faixa de variação brusca da velocidade de referência teve de ser limitada a no máximo 600 rpm de uma velocidade para a outra, para que não houvesse saturação do sinal da V_{S3} .

Na Figura 4.8, com a máquina a vazio, estão apresentados resultados relativos à variação brusca da velocidade de referência com um degrau de velocidade de 200 a 771 rpm, subindo e descendo, juntamente com a curva de V_{S3} . Comparando-se a velocidade de referência e a velocidade medida, nota-se que, apesar da resposta na variação negativa da velocidade de referência ter sido satisfatória, com um erro de aproximadamente zero, o mesmo não aconteceu para variações positivas, na qual observou-se um erro de velocidade próximo a 12 %, sendo um erro elevado mesmo para aplicações de baixo desempenho. Analisando-se V_{S3} , como já era esperado, devido a robustez do teste, observou-se um atraso desta em relação a malha de velocidade, principalmente devido ao atraso do cálculo do valor de V_{S3}^{rms} em baixas velocidades.

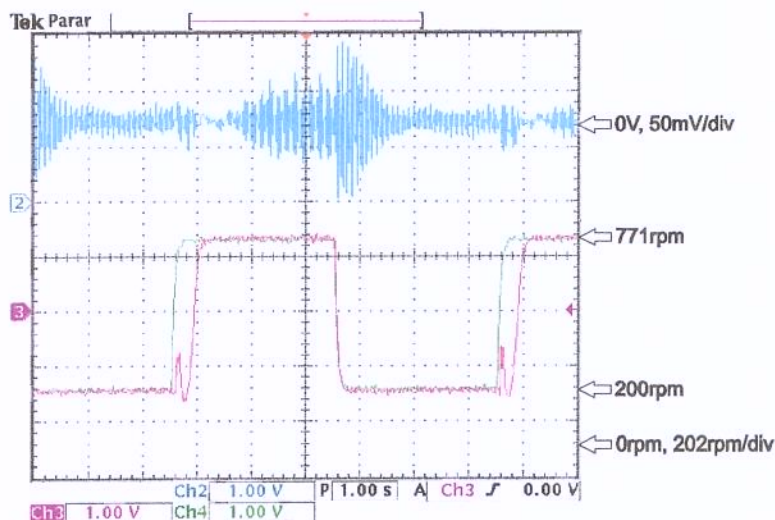


Figura 4.8: Variação brusca da velocidade de referência de 200 a 771 rpm com a máquina operando a vazio. Comportamento da V_{S3} (azul), velocidade de referência (verde) e velocidade medida (roxo).

Aumentando-se a velocidade inferior de 200 para 386 rpm, como apresentado na Figura 4.9, observou-se uma significativa melhora na resposta de velocidade com um erro na variação positiva de aproximadamente 4 %, estando assim em níveis aceitáveis para operações de baixo desempenho. Analisando-se V_{S3} , conclui-se que a operação para baixas velocidades, a malha de fluxo está limitada ao tempo gasto para o cálculo de V_{S3}^{rms} que, no caso, é superior ao cálculo para velocidades maiores. Assim, conforme o aumento da velocidade de operação, maior a rapidez da malha de fluxo.

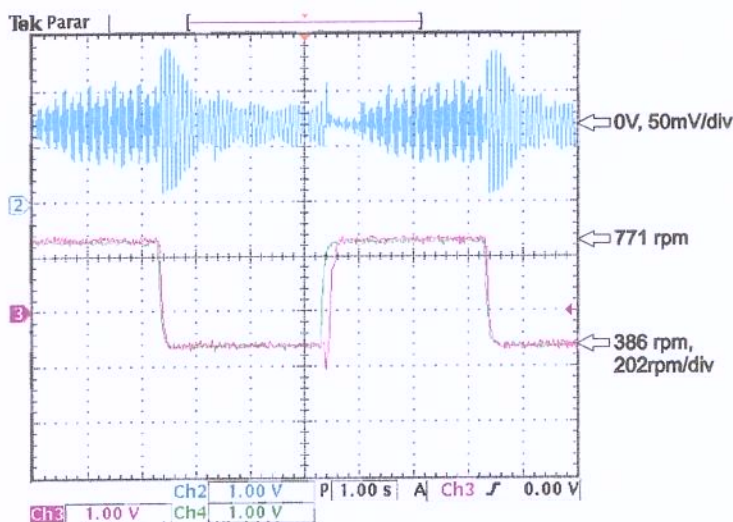


Figura 4.9: Variação brusca da velocidade de referência de 386 a 771 rpm com a máquina operando a vazio. Comportamento de V_{S3} (azul), velocidade de referência (verde) e velocidade medida (roxo).

Foi realizado um teste para comprovar a influência do cálculo de V_{S3}^{rms} no perfil de velocidades, variando-se a velocidade de referência em degraus menores, com a velocidade de referência assumindo os valores de 117, 336, 553 e 771 rpm para a subida e descida, com tempo de permanência em cada degrau de 3 s, como apresentado na Figura 4.10. Verifica-se uma melhoria significativa no comportamento da velocidade quando comparado aos testes de variação brusca descritos acima. Analisando-se V_{S3} , nota-se uma significativa melhoria na velocidade da malha de fluxo já que, neste caso, os tempos em cada degrau são mais que suficientes para a estabilização do sistema.

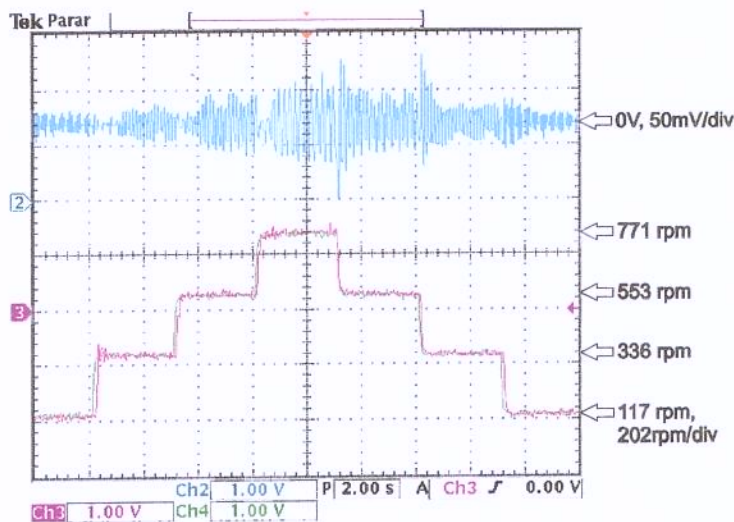


Figura 4.10: Variação brusca da velocidade de referência tipo degrau com velocidades de 117, 336, 553 e 771 rpm para a máquina operando a vazio. Comportamento de V_{S3} (azul), velocidade de referência (verde) e velocidade medida (roxo).

4.2.2 Transitórios de carga

Nas Figuras 4.11 e 4.12 está apresentada o perfil de velocidade, juntamente com a corrente e V_{S3} , respectivamente, durante a aplicação de torque de carga de 12,2 N.m, correspondendo a aproximadamente 100% do torque nominal do motor, para uma velocidade de referência fixa e igual a 600 rpm.

A aplicação do torque de carga fez com que, inicialmente, a velocidade do motor caísse e que, em consequência do aumento do escorregamento provocado por esta mudança, a corrente de fase do motor de indução (I_{an}) aumentasse e V_{S3} caísse devido ao efeito desmagnetizante da corrente de rotor. Então, simultaneamente a estes fenômenos, a estratégia de controle implementada atuou de forma a aumentar a frequência de 20,1 para 22,2 Hz devido ao acréscimo de erro de velocidade e o índice de modulação de 0,72 para 0,89, devido ao acréscimo de erro de V_{S3} , fazendo com que a velocidade medida volte a seu valor inicial de regime e V_{S3} volte ao valor rms de antes da aplicação da carga.

A retirada da carga conectada ao gerador provoca uma aceleração do sistema que, de maneira análoga à descrita anteriormente, é compensada pela diminuição da

frequência e índice de modulação. Desta maneira, passado o transitório, a velocidade volta ao seu valor de referência como apresentado nas Figuras 4.13 e 4.14, verificando o perfil de velocidades com a corrente e V_{S3} , respectivamente.

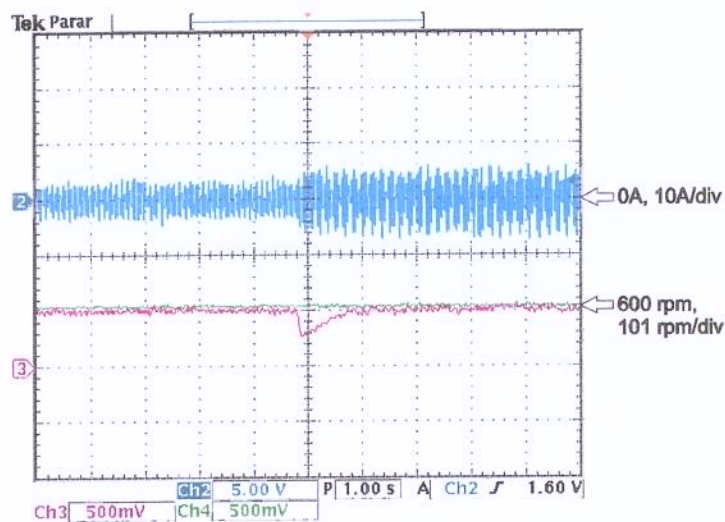


Figura 4.11: Transitório de carga para a máquina operando a 600 rpm, colocando-se a carga. Comportamento de I_{an} (azul), velocidade de referência (verde) e velocidade medida (roxo).

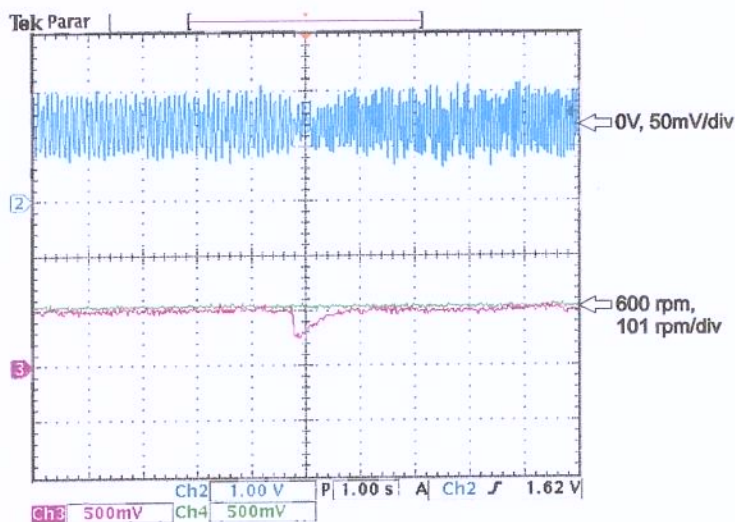


Figura 4.12: Transitório de carga para a máquina operando a 600 rpm, colocando-se a carga. Comportamento de V_{S3} (azul), velocidade de referência (verde) e velocidade medida (roxo).

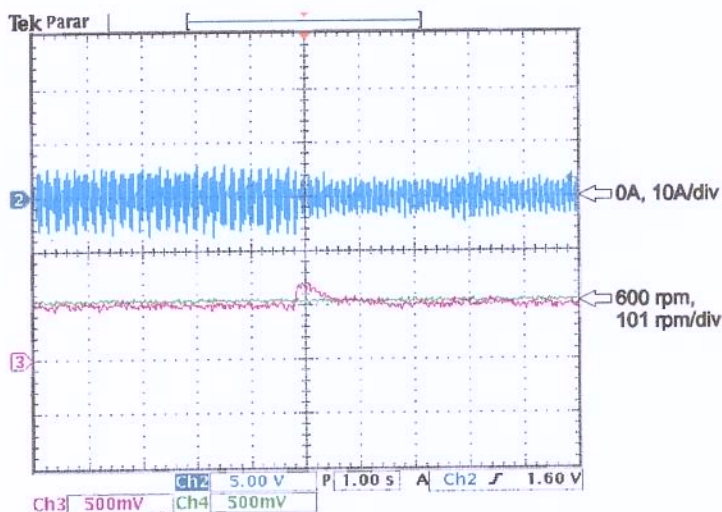


Figura 4.13: Transitório de carga para a máquina operando a 600 rpm, retirando-se a carga. Comportamento de I_{an} (azul), velocidade de referência (verde) e velocidade medida (roxo).

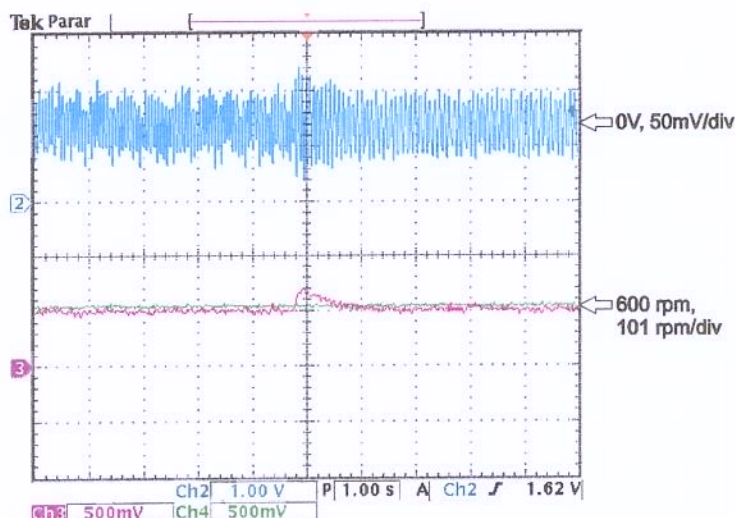


Figura 4.14: Transitório de carga para a máquina operando a 600 rpm, retirando-se a carga. Comportamento de V_{S3} (azul), velocidade de referência (verde) e velocidade medida (roxo).

Testes similares foram realizados nas Figuras 4.15 a 4.17 com a velocidade de referência de 287 rpm e torque de carga de 8,31 N.m (66% do torque nominal do motor) e, nas Figuras 4.18 a 4.20 com a velocidade de referência de 128 rpm e torque de carga de 4,17 N.m (34% do torque nominal do motor).

Com a velocidade de referência de 287 rpm, após a aplicação de carga, o controle atuou aumentando-se a frequência de alimentação de 10,5 para 11,4 Hz e o índice de modulação de 0,36 para 0,45. Após a retirada da carga, voltou-se aos valores originais.

Com a velocidade de referência de 128 rpm, após a aplicação de carga, o controle atuou, aumentando-se a frequência de alimentação de 4,5 para 5 Hz e o índice de modulação de 0,19 para 0,23. Após a retirada da carga, voltou-se aos valores originais.

Para ambas as velocidades, o controle respondeu de forma satisfatória, como observado nas Figuras correspondentes.

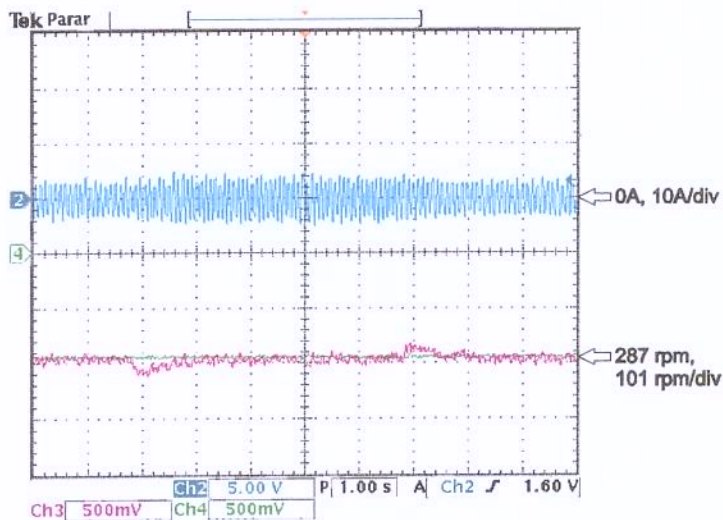


Figura 4.15: Transitório de carga para a máquina operando a 287 rpm, colocando-se e retirando-se a carga. Comportamento de I_{an} (azul), velocidade de referência (verde) e velocidade medida (roxo).

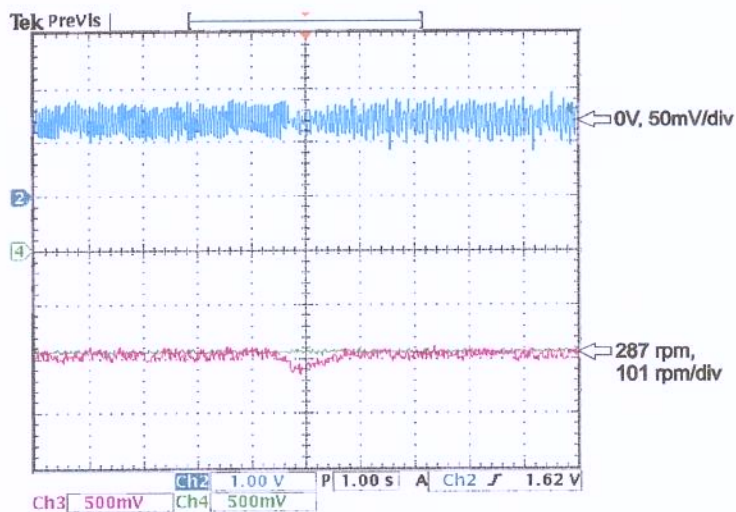


Figura 4.16: Transitório de carga para a máquina operando a 287 rpm, colocando-se a carga. Comportamento de V_{S3} (azul), velocidade de referência (verde) e velocidade medida (roxo).

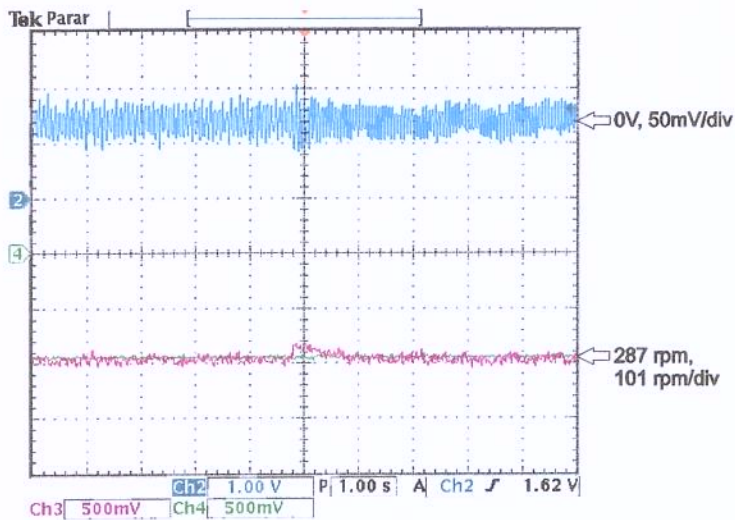


Figura 4.17: Transitório de carga para a máquina operando a 287 rpm, retirando-se a carga. Comportamento de V_{S3} (azul), velocidade de referência (verde) e velocidade medida (roxo).

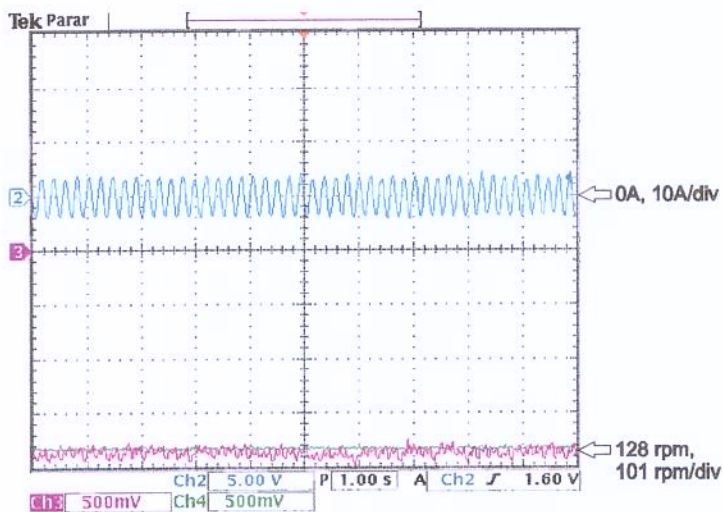


Figura 4.18: Transitório de carga para a máquina operando a 128 rpm, colocando-se a carga. Comportamento de I_{an} (azul), velocidade de referência (verde) e velocidade medida (roxo).

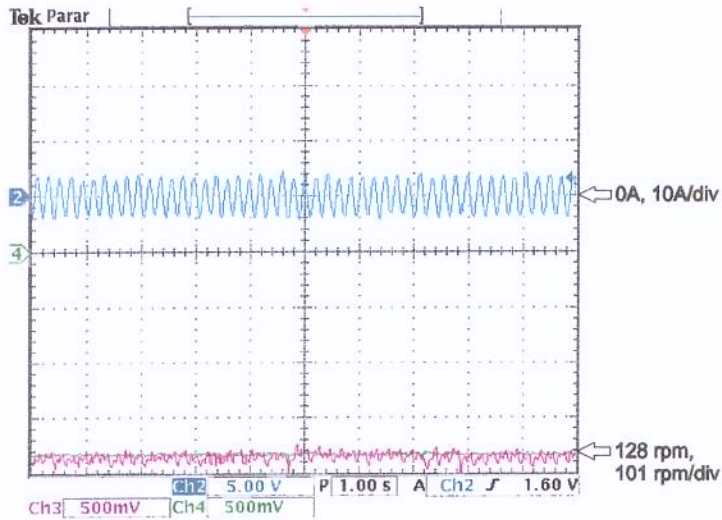


Figura 4.19: Transitório de carga para a máquina operando a 128 rpm, retirando-se a carga. Comportamento de I_{an} (azul), velocidade de referência (verde) e velocidade medida (roxo).

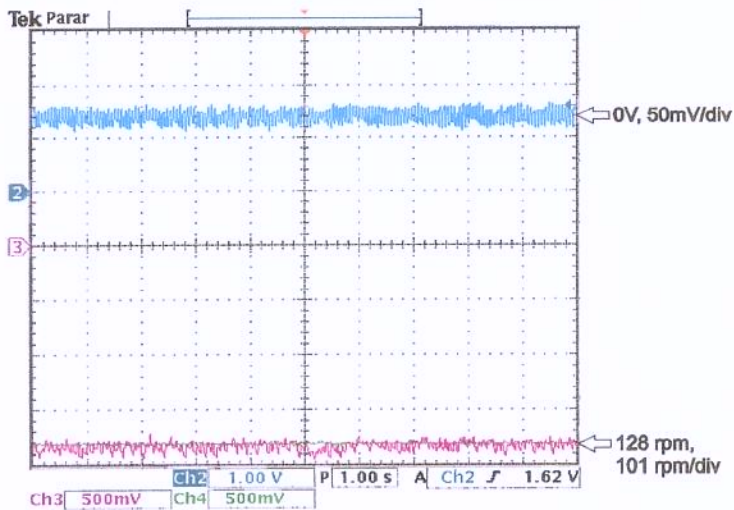


Figura 4.20: Transitório de carga para a máquina operando a 128 rpm, colocando-se a carga. Comportamento de V_{S3} (azul), velocidade de referência (verde) e velocidade medida (roxo).

CAPÍTULO 5

Conclusões e sugestões para trabalhos futuros

5.1 Conclusões

Neste trabalho foi apresentada a implementação experimental de uma nova estratégia de controle escalar V/f que permite o monitoramento do fluxo de entreferro via terceira harmônica de tensão, presente nos enrolamentos de estator devido à saturação magnética.

A despeito da simplicidade do método bem como de sua implementação, os resultados experimentais obtidos evidenciaram o potencial da proposta: os erros na velocidade não estão associados ao método. Uma das características desejáveis no controle de motores de indução é a insensibilidade à variação dos parâmetros e o método da terceira harmônica apresenta esta propriedade.

A limitação do sistema implementado está no cálculo em tempo real dos valores eficazes da terceira harmônica da tensão de estator. O tempo levado na determinação desse valor foi alto, o que prejudicou o desempenho da resposta da velocidade, principalmente em baixas velocidades.

O número de amostras da terceira harmônica depende diretamente de seu período e, como este período aumenta com a diminuição da velocidade, há a necessidade de se ter um maior número de amostras, acarretando, portanto, um tempo maior no cálculo do respectivo valor eficaz.

A consequência da elevação desse tempo é que ocorre o atraso na determinação do valor da tensão a ser aplicada (realizada pela malha de fluxo) em relação ao cálculo da frequência dada pela malha de velocidade, o que prejudicou o desempenho do sistema implementado em baixas velocidades.

5.2 Sugestões para trabalhos futuros

Para melhorar o desempenho da estratégia implementada, alguns procedimentos adicionais podem ser sugeridos, tais como:

- Utilizar um algoritmo que calcule o valor eficaz da terceira harmônica mais rapidamente, de forma que não haja atraso entre as malhas de fluxo e de velocidade;
- Emprego da modulação SVM na alimentação do motor, garantindo com isso um melhor utilização do inversor, fazendo o MI operar em faixas de frequência maiores do que com a modulação SPWM utilizada neste trabalho. Porém, deve-se salientar que para o emprego da SVM exige que as tensões de linha estejam perfeitamente equilibradas e que o inversor alimente o MI a três fios, para que não haja terceira harmônica de tensão devido à modulação nos enrolamentos de estator.

APÊNDICE A

Dados das máquinas utilizadas

Dados do motor de indução:

- Fabricante: WEG, Potência: 3 cv, 4 pólos, 60 Hz, 220/380 V;
- $I_N = 8,34/4,83$ A; $N_N = 1730$ rpm; $J=0,0067$ Kg. m^2 ;
- $R_S = 2,229$ Ω ; $R_r=1,66$ Ω ; $R_mN=955$ Ω ;
- $L_r = 0,249716$ H, $L_S = 0,244397$ H, $L_m = 0,238485$ H.

Dados do gerador de corrente contínua:

- Fabricante: Equacional Elétrica e Mecânica LTDA, Potência: 3 Kw;
- Armadura: 220 V, 16 A;
- Campo: 220 V, 0,93 A;
- $N_N = 1850$ rpm.

APÊNDICE B

Circuitos de interfaceamento

Nesta seção serão apresentados os circuitos utilizados para o interfaceamento analógico e digital entre o DSP e a parte de potência.

B.1 Circuito de interface para o sinal PWM

O acionamento do inversor PWM trifásico de IGBTs é feito via “software” e “hardware” no DSP, onde são gerados os pulsos PWM. Internamente ao inversor, existem circuitos integrados que fornecem proteção contra curto circuito no inversor, geram tempo-morto para defasar os sinais das chaves da mesma fase e processam os pulsos PWM, fornecidos pelo DSP, para serem aplicados nas chaves. Porém, a faixa de operação destes sinais de comando é de 0 a +15 V e o DSP gera pulsos de 0 a 3,3 V. Assim, foi construído um circuito de interface que elevasse este sinal para os níveis exigidos, além de promover o isolamento óptico entre a parte elétrica ligada aos “drivers” do inversor e a parte elétrica do DSP. Garante-se com isso, a manutenção dos sinais nos níveis exigidos de tensão e a minimização dos ruídos eletromagnéticos introduzidos ao sistema. Este circuito está representado na Figura B.1.

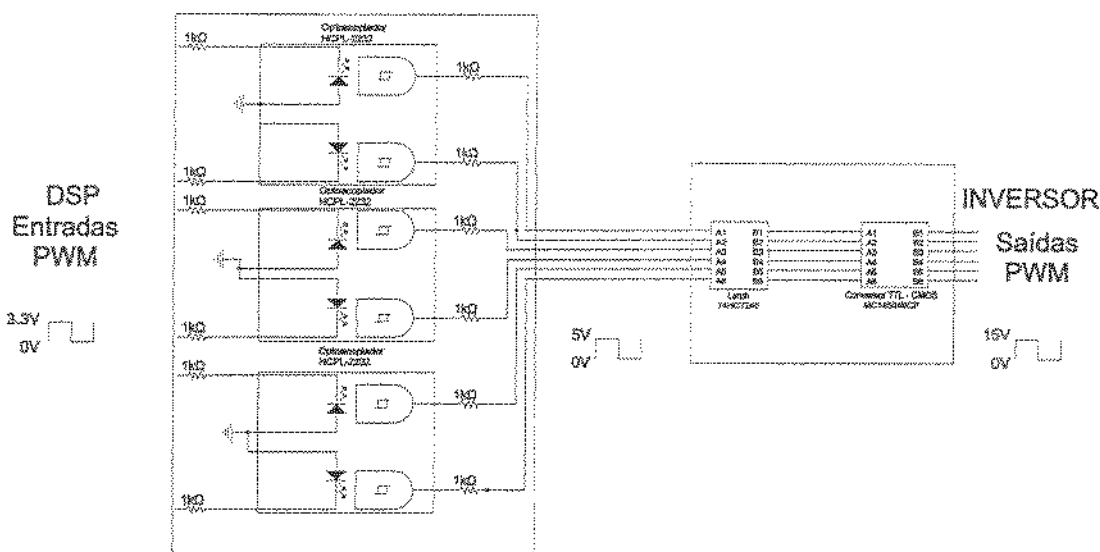


Figura B.1: Circuito de interface para o sinal PWM.

B.2 Circuito de interface para o “encoder”

Para a implementação da malha de velocidade do algoritmo de controle, realizou-se a medição da velocidade do eixo da máquina. Para isso, utilizou-se um “encoder” que gera pulsos em quadratura (A e B), de amplitude variando de 0 a 5 V e, as entradas digitais do DSP possuem amplitude de 0 a 3,3 V. Assim, foi construído um circuito de interface que abaixasse estes sinais para os níveis exigidos, mantivesse as larguras de pulso, além de promover isolamento óptico entre a parte elétrica ligada ao “encoder” e a parte elétrica ligada ao DSP, diminuindo os ruídos eletromagnéticos introduzidos ao sistema. Este circuito está representado na Figura B.2.

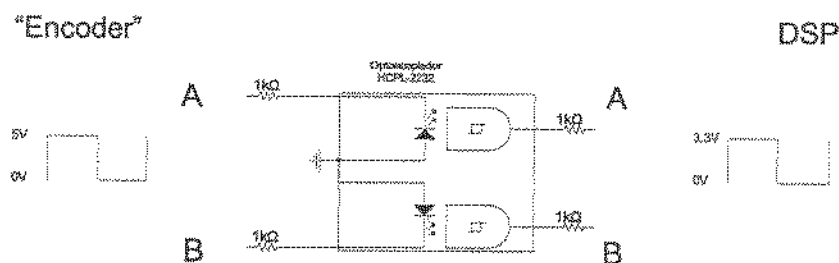


Figura B.2: Circuito de interface para o sinal do "encoder".

B.3 Circuito de interface para V_{S3} e corrente de fase do motor

Para a implementação da malha de fluxo do algoritmo de controle é necessária a medição de V_{S3} . Para isso, utilizou-se sensores de efeito "hall" para a medição da tensão nos terminais do motor e componentes responsáveis pela filtragem, amplificação e limitação do valor para que este pudesse chegar aos níveis de trabalho do conversor A/D do DSP que é de 0 a 3 V. Este circuito está representado na Figura B.3.

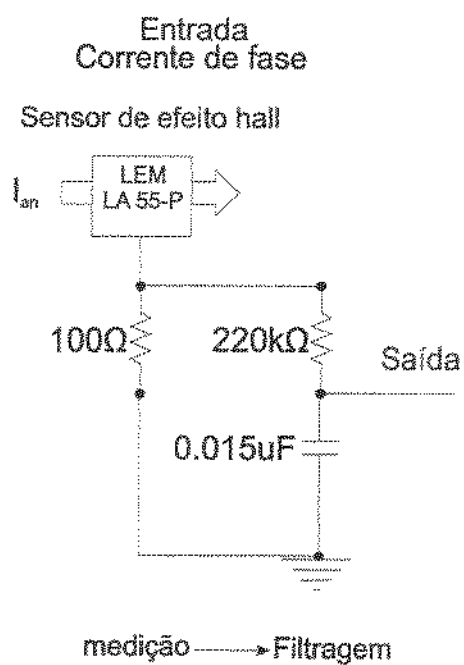


Figura B.4: Circuito de condicionamento da corrente de fase do motor de indução.

APÊNDICE C

Programa utilizado na implementação

Título: Controle escalar V/f via terceira harmônica de tensão

```
#include "DSP28_Device.h"
#include "DSP28_Globalprototypes.h"
#include "DSP28_Adc.h"
#include "Control_Output.h"

#define GLOBAL_Q 15
#include <IQmathLib.h>

long GlobalQ = GLOBAL_Q; // Colocado para a visualização no IQGel

#define periodo 125000 //período a ser programado
#define fcarrier 1200 //frequência do carrier = 60*20 = 1200Hz
interrupt void rotina_adc(void); //é a interrupção do ADC
interrupt void eva_timer1_isr(void); //é a minha interrupção original

//declaração de variáveis globais

//Variáveis do cálculo VRMS - captura dos valores do ADC

unsigned long int amostras[150]; //eu declaro este vetor como o máximo valor
```



```

_iq kp_omega=_IQ(0.1);//ganho proporcional do PI de velocidade
_iq ki_omega=_IQ(2.0);//ganho integral do PI de velocidade
_iq wpi_omega = _IQ(0.0);
_iq wi_omega = _IQ(0.0);
_iq freqaux;//este valor é o valor da frequência no
instante de tempo diferente de i=1
_iq omega=_IQ(0.0);//esta variável é a velocidade medida em p.u.
_iq omegareal=_IQ(0.0);//esta variável é a velocidade medida em rpm
_iq teta1=_IQ(0.0);//variável de contagem da velocidade
_iq teta2=_IQ(0.0);//variável de contagem da velocidade
_iq deltat=_IQ(0.003333333333333333);//o deltat é o período de
amostragem dividido por 4
_iq rpm=_IQ(0.04);//conversão da velocidade medida para rpm
//o rpm é uma conversão que eu fiz para transformar o valor de pulsos por seg
int ppr1=0,ppr2=0;
_iq contador2=_IQ(0.0);//contador da variável omega

//fim variáveis da velocidade e do controle de velocidade

//Variáveis do cálculo do VRMS

_iq canal1,fator=_IQ(0.000244140625),v1,v2,VRMS;
int kidx=0;
int idx;
int idxmedial;
viq medial=_IQ(0.0);
_iq VRMSmedial=_IQ(0.0);
_iq freqterc=_IQ(99);//frequência da terceira harmônica
int freqtercalt=(99);//frequência de terceira harmônica
já alterada em i==1
_iq invfreqterc;//inverso da frequência de terceira harmônica

```

```

    _iq iqamoharm;//é o número das amostras da terceira
    harmônica em iq

    int amostrasharm=11;//é a variável que
    determinará qual a quantidade de amostras
    int idxmedia=1;//esta variável conta quando eu
    desejo medir a média do valor VRMS

    _iq contador=_IQ(0);//esta variável é a contagem dos VRMS
    que será dividida no if da média
    _iq media=_IQ(0.216);//esta é a média do VRMS


//fim variáveis do cálculo do VRMS


//início da declaração das variáveis de saída do D/A
    int refer=0;
    _iq out2;
    _iq out1;
    Uint16 DAC_Output_1;
    Uint16 DAC_Output_2;
    Uint16 DAC_Output_3;
    Uint16 DAC_Output_4;
    _iq ad;
    unsigned long int adc[20];
    long VRMSout;


//fim da declaração das variáveis de saída do D/A


//início da declaração das variáveis do controle escalar de vs3
    int contador1=1;
    _iq vs3medido;
    _iq vs3calculado;
    _iq errovs3;

```

```

    _iq wi_vs3=_IQ(0.0);
    _iq wpi_vs3=_IQ(0.0);
    _iq kp_vs3 = _IQ(0.1);//ganho proporcional do PI de fluxo
    _iq ki_vs3 = _IQ(1.0);//ganho integral do PI de fluxo
    _iq vs3nominal = _IQ(0.5714);//valor correspondente ao motor
    operando a vazio e com frequência de 28 Hz
    _iq medida;

//fim da declaração das variáveis do controle escalar de vs3

// fim da declaração das variáveis

//início das funções

void PWM_senoidaltrifasico (_iq f)//algoritmo do PWM senoidal
//vem da função controle escalar
{
    vs3medido = VRMS;
    vs3calculado = _IQmpy(_IQdiv(vs3nominal,_IQ(28)),f);
    errovs3 = vs3calculado - vs3medido;
    wi_vs3 = wi_vs3 + _IQmpy(_IQmpy(errovs3,ki_vs3),tamostragem);
    wpi_vs3 = wpi_vs3 +_IQmpy(errovs3,kp_vs3);
    m=wpi_vs3;

    pi=_IQ(3.14159);
    fase1=_IQ(0.00);
    fase2=_IQ(2.0943951);
    fase3=_IQ(4.1887902);
    mul=_IQdiv(_IQ(fcarrier),f);
    w=_IQdiv((_IQmpyI32(pi,2)),mul);
    i++;

```

```

if (i==((_IQint(mul))+1))
{
    i=1;
}

a1=_IQ(0.0); //variáveis da fase a
b1=_IQ(1.0);
ax1=_IQdiv((b1+a1),_IQ(2));

a2=_IQ(0.0); //variáveis da fase b
b2=_IQ(1.0);
ax2=_IQdiv((b2+a2),_IQ(2));

a3=_IQ(0.0); //variáveis da fase c
b3=_IQ(1.0);
ax3=_IQdiv((b3+a3),_IQ(2));

for (k=1;k<=20;k++)
{
    f11=_IQmpy(m,_IQsin(_IQmpy(w,(a1+_IQ(i-1)))+fase1))-
        _IQmpyI32(a1,2)+_IQ(1);
    f21=_IQmpy(m,_IQsin(_IQmpy(w,(b1+_IQ(i-1)))+fase1))-
        _IQmpyI32(b1,2)+_IQ(1);
    fm1=_IQmpy(m,_IQsin(_IQmpy(w,(ax1+_IQ(i-1)))+fase1))-
        _IQmpyI32(ax1,2)+_IQ(1);

    f12=_IQmpy(m,_IQsin(_IQmpy(w,(a2+_IQ(i-1)))+fase2))-
        _IQmpyI32(a2,2)+_IQ(1);
    f22=_IQmpy(m,_IQsin(_IQmpy(w,(b2+_IQ(i-1)))+fase2))-
        _IQmpyI32(b2,2)+_IQ(1);
    fm2=_IQmpy(m,_IQsin(_IQmpy(w,(ax2+_IQ(i-1)))+fase2))-
        _IQmpyI32(ax2,2)+_IQ(1);
}

```

```

f13=_IQmpy(m,_IQsin(_IQmpy(w,(a3+_IQ(i-1)))+fase3))-
_IQmpyI32(a3,2)+_IQ(1);
f23=_IQmpy(m,_IQsin(_IQmpy(w,(b3+_IQ(i-1)))+fase3))-
_IQmpyI32(b3,2)+_IQ(1);
fm3=_IQmpy(m,_IQsin(_IQmpy(w,(ax3+_IQ(i-1)))+fase3))
-_IQmpyI32(ax3,2)+_IQ(1);

//calcula para o ax1
if (_IQmpy(f11,fm1)<=_IQ(0))
{b1=ax1;
}
if (_IQmpy(f21,fm1)<=_IQ(0))
{a1=ax1;
}

ax1=_IQdiv((b1+a1),_IQ(2));

//calcula para o ax2
if (_IQmpy(f12,fm2)<=_IQ(0))
{b2=ax2;
}
if (_IQmpy(f22,fm2)<=_IQ(0))
{a2=ax2;
}

ax2=_IQdiv((b2+a2),_IQ(2));

//calcula para o ax3
if (_IQmpy(f13,fm3)<=_IQ(0))
{b3=ax3;
}

```

```

        if (_IQmpy(f23,fm3)<=_IQ(0))
        {a3=ax3;
        }

        ax3=_IQdiv((b3+a3),_IQ(2));
    }

EvaRegs.CMPR1=_IQmpyI32int(ax1,periodo);//atual. dos reg. de comp.
EvaRegs.CMPR2=_IQmpyI32int(ax2,periodo);//atual. dos reg. de comp.
EvaRegs.CMPR3=_IQmpyI32int(ax3,periodo);//atual. dos reg. de comp.
}

void controleescalar(_iq pisoteto)//responsável pela malha de velocidade
{

    if (cima==0)
    {
        kid++;

        if (kid>=300)
        {
            if (omegaref<=pisoteto)
            {omegaref = omearef + deltaomega;}
            else
            {omegaref = omearef - deltaomega;}
            kid=1;
            kidx=0;
        }
    }
    }//chaves do if1

    else

```

```

{
    kidcima++; //kidcima foi inicializada com o valor 1

    if (kidcima==3000000000)
    {
        cima=0; //serve para eu começar a descer
        kidcima=1;
        kidr=0;
    }
}

erroomega = omegaref - omega;
wi_omega = wi_omega + _IQmpy(_IQmpy(erroomega, ki_omega), tamostragem);
wpi_omega = wi_omega + _IQmpy(erroomega, kp_omega);
freqaux=_IQmpyI32((wpi_omega), variafrequencia);
freqterc = _IQmpyI32(freqaux, 3);
invfreqterc = _IQdiv(_IQ(1), freqterc);
iqamoharm = _IQmpyI32(invfreqterc, 1200); //esta variável
me informa a quantidade de amostras da terceira harmônica
    if (i==1)
    {
        freqatual=freqaux; //atualiza no instante de tempo correto
        freqtercalt=(3*_IQint(freqatual));
        amostrasharm=_IQint(iqamoharm);
    }

    PWM_senoidaltrifasico (freqatual);
}

/// Aqui começa a inicialização do DSP

void main(void)

```

```

{
    InitSysCtrl(); //Inicializa o Sistema
//esta função está no arquivo DSP28_SysCtrl.c
//***** Configura pinos PWM e Clock de periféricos:
EALLOW;

    GpioMuxRegs.GPAMUX.all = 0x03FF; // EVA PWM 1-6 pinos e
    pinos do encoder QEP1 QEP2
    GpioMuxRegs.GPBMUX.all = 0x0000; //habilitação dos pinos
//para sairem com os valores para o conversor D/A
    GpioMuxRegs.GPBDIR.all = 0xFFFF; //direciona os pinos
//para saídas digitais
    GpioMuxRegs.GPFMUX.all = 0x0000;
    GpioMuxRegs.GPFDIR.all = 0xFFFF;
    SysCtrlRegs.HISPCP.all = 0x00; //150MHz
    que é a frequência inteira do Clock
    EDIS;

//Desabilita e limpa todas as interrupções//
DINT;
IER = 0x0000;
IFR = 0x0000;
//inicializa o controlador de interrupções
    InitPieCtrl(); //esta função se encontra no arquivo
    DSP28_PieCtrl.c
//inicializa a tabela de vetores de interrupções
InitPieVectTable();

InitAdc(); //inicializa o ADC para o estado default

//*****Tratamento de interrupção

```

```

//Coloca o endereço da rotina de interrupção na tabela de vetores

EALLOW; // isso é necessário para escritas
em registradores protegidos EALLOW
PieVectTable.T1UFININT = &eva_timer1_isr; //carrega
vetor de interrup.
PieVectTable.ADCINT = &rotina_adc;//carrega vetor de interrup.
EDIS;// isso é necessário para desabilitar escritas
em registradores protegidos EALLOW


//Habilita grupo 2 do PIE para interrupção 4 (T1PINT)
//Habilita grupo 1 do PIE para interrupção 6 (ADCINT)
    PieCtrlRegs.PIEIER2.bit.INTx6 = 1;
    PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx6 = 1;
    IER |= 0x0002;//habilita a interrupção int2
    IER |= M_INT1;//habilita a interrupção int1


// Habilitação de interrupções globais e eventos de debug
    de alta prioridade.
EINT;
ERTM;


configura_adc();//Configura sistema de conversão AD


//Configura ação dos comparadores da EVA sobre os pinos PWMx, x=1,2,3,4,5,6.
    EvaRegs.ACTRA.all = 0x0666;
    EvaRegs.DETCONA.all=0x0DFC;// habilita dead band,
    EvaRegs.COMCONA.all = 0xA600;// Controla os comparadores.
    Entre outras coisas,
//habilita o efeito da comparação sobre os pinos

```

```

EvaRegs.EVAIMRA.bit.T1UFINT = 1;//Habilita
interrupções pelo GPT1

EvaRegs.EVAIFRA.bit.T1UFINT = 1;//quando o período
coincide com contador

EvaRegs.GPTCONA.bit.T1TOADC = 1;//Inicia
a conversao


// PWMx (x=1,2,3,4,5,6).
EvaRegs.CMPR1=0;
EvaRegs.CMPR2=0;
EvaRegs.CMPR3=0;


//*****Configuração do Timer1 - GPTA*****
EvaRegs.T1PR = periodo;
EvaRegs.T1CNT = 0x0000;// Inicializa o contador.
EvaRegs.T1CON.all = 0x1042;//Modo: continuo up; Prescaler:
HSPCLK/1;
//Utiliza T1PR (EVA) registro de período.


//*****Configuração do Timer2 - GPTA*****
EvaRegs.T2PR =6000;// este valor é de 6000 pois
eu tenho cada volta de 1500 pulsos *4, com isso, temos 6000 pulsos por volta
EvaRegs.T2CNT = 0x0000; // Inicializa o contador.
EvaRegs.T2CON.all = 0x187C; //Modo: direcional
up/down; Prescaler: CLK QEP CIRCUIT;


//*****Configuração do Timer3 - GPTB*****
EvaRegs.T3PR =periodo; // T1PR=0.2ms/0.04us.
EvaRegs.T3CNT = 0x0000; // Inicializa o contador.
EvaRegs.T3CON.all = 0x0842; //Modo: continuo up;
Prescaler: HSPCLK/1;

```

```

//Utiliza T3PR (EVB) registro de período.
EvbRegs.GPTCONB.all = 0;      //configura
registro de comparação

/**Habilita comparações para PWM7 e PWM9: *****
EvbRegs.CMPR4=1000; // inicializa CMPR1 com
valor qualquer;
EvbRegs.ACTRB.all = 0x0666; // PWM1/PWM3 são
ativados em nível 1;
EvbRegs.DBTCONB.all=0x0000; // desabilita
‘‘dead-time’’,
EvbRegs.COMCONB.all=0xA600; //habilita
operação de comparação.

for(;;) {
    c=1;//entra em loop infinito
}
} //Fim da função ‘‘main()’’.

//Aqui termina a inicialização do DSP.

//Rotina de configuração do conversor A/D.
void configura_adc(void)
{
    //AdcRegs.ADCTRL1.bit.RESET = 1;
    AdcRegs.ADCTRL1.bit.CPS = 1;
    AdcRegs.ADCTRL1.bit.SEQ_CASC=1;
    AdcRegs.ADCTRL3.bit.ADCCLKPS = 100;
    AdcRegs.ADCMAXCONV.all = 0x00FF;
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV00 = 0x00;
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV01 = 0x01;

```

```

    AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV02 = 0x02;
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV03 = 0x03;
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV04 = 0x04;
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV05 = 0x05;
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV06 = 0x06;
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV07 = 0x07;
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ3.bit.CONV08 = 0x08;


    AdcRegs.ADCTRL2.bit.EVA_SOC_SEQ1 = 1;
    // Impede início da conversão pelo EVB
    //AdcRegs.ADCTRL2.bit.RST_SEQ1 = 1;
    // Reseta o ponteiro do sequenciador
    AdcRegs.ADCTRL2.bit.INT_ENA_SEQ1 = 1;
    // Desabilita pedido de interrupção
    //AdcRegs.ADCTRL2.bit.EVA_SOC_SEQ1 = 1;
    // Permite início da conversão pelo EVA
    //AdcRegs.ADCTRL2.bit.INT_ENA_SEQ2 = 1;
    // Desabilita pedido de interrupção
}

//--- Fim da rotina de configuração.
//--- Início da rotina de interrupção.


interrupt void eva_timer1_isr(void)
{

    //Habilita novas interrupções pelo GP1***
    EvaRegs.EVAIMRA.bit.T1UFINT = 1;
    EvaRegs.EVAIFRA.all = BIT9;
    PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP2;
}

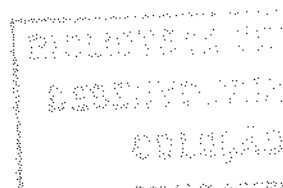
```

```

//-- Rotina de conversão A/D.
interrupt void rotina_adc(void)
{
    //PRODUZ UM PULSO DE TESTE NA SAÍDA GPIOFO.
    GpioDataRegs.GPFSET.bit.GPIOFO = 1;
    //começo do cálculo do valor RMS da terceira harmônica
    kidx++;
    amostras[kidx]=AdcRegs.ADCRESULT0;//leitura
    das entradas analógicas para o cálculo do valor RMS
    amostras[kidx]=amostras[kidx]>>4;//arrumo os 12 bits do A/D
    //um detalhe que vale salientar é que este fator é a
    conversão que se faz do valor analógico para o fator
    digital, com isso eu posso muito bem fazer
     $3/4095 = \text{fator} = 0.000732$ . Assim o canal 1 é
    o valor analógico do valor digital do ADCRESULT0.

    if (kidx>=amostrasharm)
    {
        VRMS=_IQ(0.0);
        for (idx=1;idx<=amostrasharm;idx++)
        //estou percorrendo todas as amostras lidas na interrupção.
        {
            v1=_IQmpyI32(fator,amostras[idx]);
            //neste caso eu calculo o valor v1 que é
            v1=_IQmpyI32(v1,3);
            v1=v1-_IQ(1.4);
            //o valor em volts, ou seja, é o valor analógico na escala que eu tenho
            que é de 0 á 3V.
            VRMS=_IQmpyI32(_IQmpy(_IQmpy(v1,v1),tamostragem),freqtercalt)+VRMS;
        }
        kidx=0;//com esta variável eu conto as amostragens que

```



```

        eu tenho
        VRMS=_IQsqrt(VRMS);//cálculo da raiz quadrada
    }
//fim do cálculo do valor RMS

//início do controle escalar - malha velocidade
    if ((omegaref >= _IQ(0.7))&&(topo==0))
{topo = 1;
cima = 1;}
    if (topo==1)
{controleescalar(_IQ(0.17));}
    if ((omegaref<=_IQ(0.17))&&(topo==1))
    {topo=0;
    cima=1;
    }
    if (topo==0)
    {controleescalar(_IQ(0.7));}
//fim do controle escalar malha velocidade
//início do cálculo da velocidade via encoder

    teta2 = _IQ(EvaRegs.T2CNT);
    if (teta2>=teta1)
    {omega = _IQdiv(_IQmpy(_IQdiv((teta2-teta1),deltat),rpm),_IQ(990));//valor
    omegareal = _IQmpy(_IQdiv((teta2-teta1),deltat),rpm);//valor em rpm
    }
    if (teta2<teta1)
    {omega = _IQdiv(_IQmpy(_IQdiv((6000-teta1+teta2),deltat),rpm),_IQ(990));
    omegareal = _IQmpy(_IQdiv((6000-teta1+teta2),deltat),rpm);
    }
    teta1=teta2;

```

```

//fim do cálculo da velocidade via encoder

//início da conversão D/A

    out1 = _IQmpyI32(omegaref,256);//conversor D/A de 8 bits
    out2 = _IQmpyI32(omega,256);//conversor D/A de 8 bits
    out1 = ((out1>>8)>>7);
    out2 = ((out2>>8)>>7);

    Output(out1,out2);
//Output(out1,out2);//o primeiro são os 8 bits iniciais e
o segundo os últimos 8 bits

//fim da conversão D/A
//--- Reabilita o conversor A/D.
    AdcRegs.ADCTRL2.bit.RST_SEQ1 = 1;
    AdcRegs.ADCST.bit.INT_SEQ1_CLR = 1;
    PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;
//que corresponde a interrupção do ADC
//-- Fim da rotina de conversão A/D.
    GpioDataRegs.GPFCLEAR.bit.GPIOFO = 1;
}

```

Referências Bibliográficas

- Abbondanti, A. (1977). Method of flux control in induction motors driven by variable frequency, variable voltage supplies, *IEEE Industrial Applications Society annual meeting* pp. 177–184.
- Alter, D. (1997). *Using the capture units for low speed velocity estimation on the TMS320C240*, Texas Instruments Applications.
- Basilio, J. C. e Matos, S. R. (2002). Design of pi and pid controllers with transient performance specification, *IEEE Transaction on Education* 45(4): 364–370.
- Boglietti, A., Griva, G., Pastorelli, M., Profumo, F. e Adam, T. (1993). Different pwm modulation techniques indexes performance evaluation, *IEEE International Symposium on Industrial Electronics* pp. 193–199.
- Bowes, S. R. (1993). Efficient microprocessor real-time pwm drive control using regular-sampled harmonic minimization techniques, *IEEE International Symposium on Industrial Electronics* pp. 211–218.
- Bowes, S. R. e Bird, B. M. (1975). Novel approach to the analysis and synthesis of modulation processes in power converters, *IEE Proceeding*, Vol. 122, pp. 507–513.
- Bowes, S. R., Meeh, M. I. e Midoun, A. (1986). New pwm switching strategy for microprocessor controlled inverter drives, *IEE Proceedings*, Vol. 133, pp. 293–305.
- Bowes, S. R. e Midoun, A. (1988). Microprocessor implementation of new optimal pwm switching strategies, *IEE Proceedings*, Vol. 135, pp. 269–280.
- Bowes, S. R. e Mount, M. J. (1981). Microprocessor control of pwm inverters, *IEE Proceeding*, Vol. 128, pp. 293–305.

- Boys, J. T. e Handley, P. G. (1990). Harmonic analysis of space vector modulated pwm waveforms, *IEE Proceedings*, Vol. 137, pp. 197–204.
- Buja, G. e Indri, G. (1975). Improvement of pulse width modulation techniques, *Archiv Für Elektrotechnik* 57: 281–289.
- Chalmes, B. J. e Doggson, R. (1971). Waveshapes of flux density in polyphase induction motors under saturated conditions, *IEEE Transaction on Power Apparatus and Systems* (2): 564–569.
- Covic, G. A. e Boys, J. T. (1988). An intelligent constant-flux ac drive, *Power Electronic and Variable-Speed Drives - Third International Conference on*, pp. 370–373.
- Covic, G. A. e Boys, J. T. (1992). Operating restrictions for third harmonic control of flux in induction machines, *Electronics Power Applications, IEE Proceedings-B* 139(6): 485–496.
- de Araujo Silva, L. (2000). *Avaliação de uma nova proposta de controle v/f em malha aberta*, Master's thesis, Unicamp, Campinas - Brasil.
- de Santana, E. S. (2002). *Estimação do fluxo de entreferro em máquinas de indução sob saturação magnética através da terceira harmônica de tensão e corrente*, Master's thesis, Unicamp, Campinas - Brasil.
- Echavarría, R., Horta, S. e Oliver, M. (1995). Athree phase motor drive using igbtt's and constant v/f speed control with slip regulation, *IV IEEE International Power Electronics Congress, Technical Proceedings*, pp. 87–91.
- Francis, C. J. e Parra, H. Z. D. L. (1997). Stator resistance voltage-drop compensation for open-loop ac drives, *IEE Proceedings-Electrical power applications*, Vol. 144, pp. 21–26.
- Guinee, R. e Lyden, C. (2001). A novel estimation procedure for the aperture time in asynchronous sinusoidal pwm system, *IEEE International Symposium* 3(2): 53–56.
- Habetler, T. G. e Divan, D. M. (1991). Acoustic noise reduction in sinusoidal pwm drives using a randomly modulated carrier, *IEEE Transaction on Power Electronics* 6(3): 356–363.

- Hamman, J. e Merwe, F. S. V. D. (1988). Voltage harmonics generated by voltage-fed inverters using pwm natural sampling, *IEEE Transaction on Power Electronics* 3(3): 297-302.
- Hernández, J. R. (1999). *Implementação digital utilizando dsp do controle por orientação do fluxo do rotor: método direto e indireto*, Master's thesis, Unicamp, Campinas - Brasil.
- Holmes, D. G. e Lipo, T. A. (2003). *Pulse width modulation for power converters*, John Wiley e sons, INC.
- Holtz, J. (1994). Pusewidth modulation for eletronic power conversion, *Proceedings of the IEEE*, Vol. 82, pp. 1194-1214.
- Hosseini, S. H., Sevantian, A. e Seifi, A. (1993). A nonsinusoidal reference wave for PWM ac drives, *IEEE International Symposium on Industrial Electronics* pp. 205-210.
- Kaura, V. e Blasko, V. (1996). A new method to extend linearity of a sinusoidal pwm in the overmodulation, *IEEE Transaction on Industry Applications* 32(5): 1115-1121.
- Koga, K., Ueda, R. e Sonoda, T. (1992). Constitution of v/f control for reducing the steady-state speed error to zero in induction motor drive system, *IEEE Transaction on Industry Applications* 28(2): 463-471.
- Mohan, N., Underland, T. e Robbins (1995). *Power electronics: converters applications and design*, 2nd edn, John Wiley e sons, INC.
- Moreira, J. C. (1990). *A study of saturation harmonics with applications in induction motor drives*, PhD thesis, University of Winsconsin.
- Munhoz-García, A., Lipo, T. A. e Novotny, D. W. (1998). A new induction motor v/f control method capable of high-performance regulation at low speeds, *IEEE Transaction on Industry Applications* 34(4): 813-821.
- Nekoogar, F. e Moriarty, G. (1998). *Digital control using digital signal processing*, Prentice Hall, INC.
- Profumo, F., Boglietti, A., Griva, G. e Pastorelli, M. (1992). Space vector and sinusoidal pwm techniques comparison keeping in account the secondary effects, *3rd AFRICON Conference* pp. 394-399.

- Sen, P. S. (1997). *Principle of electric machines and power eletronics*, John Wiley e sons, INC.
- Slemon, G. R. (1994). Electrical machines for variable-frequency drives, *Proceedings of the IEEE*, Vol. 82, pp. 1123–1139.
- Tex (1998). *AC induction motor control usisng constant V/Hz principle and space vector PWM technique with TMS320C240*.
- Tex (2001). *TMS320F2810, TMS320F2811, TMS320F2812, TMS320C2810, TMS320C2811, TMS320C2812 Digital Signal Processors*.
- Tex (2002a). *TMS320C28x DSP CPU and Instruction Set Reference Guide*.
- Tex (2002b). *TMS320F28x Analog-to-Digital Converter (ADC) Peripheral Reference Guide*.
- Tex (2002c). *TMS320F28x Event Manager (EV) Peripheral Reference Guide*.
- Tex (2002d). *TMS320F28x System Control and Interrupts Peripheral Reference Guide*.
- Tsivitse, P. J. (1971). Optimum voltage and frequency for polyphase induction motors operating with variable frequency power supplies, *IEEE Transaction on Industry and General Applications* (4): 480–487.
- Yu, Z., Mohammed, A. e Panahi, I. (1997). A review of three pwm techniques, *Proceedings of the American Control Conference*., pp. 257–261.